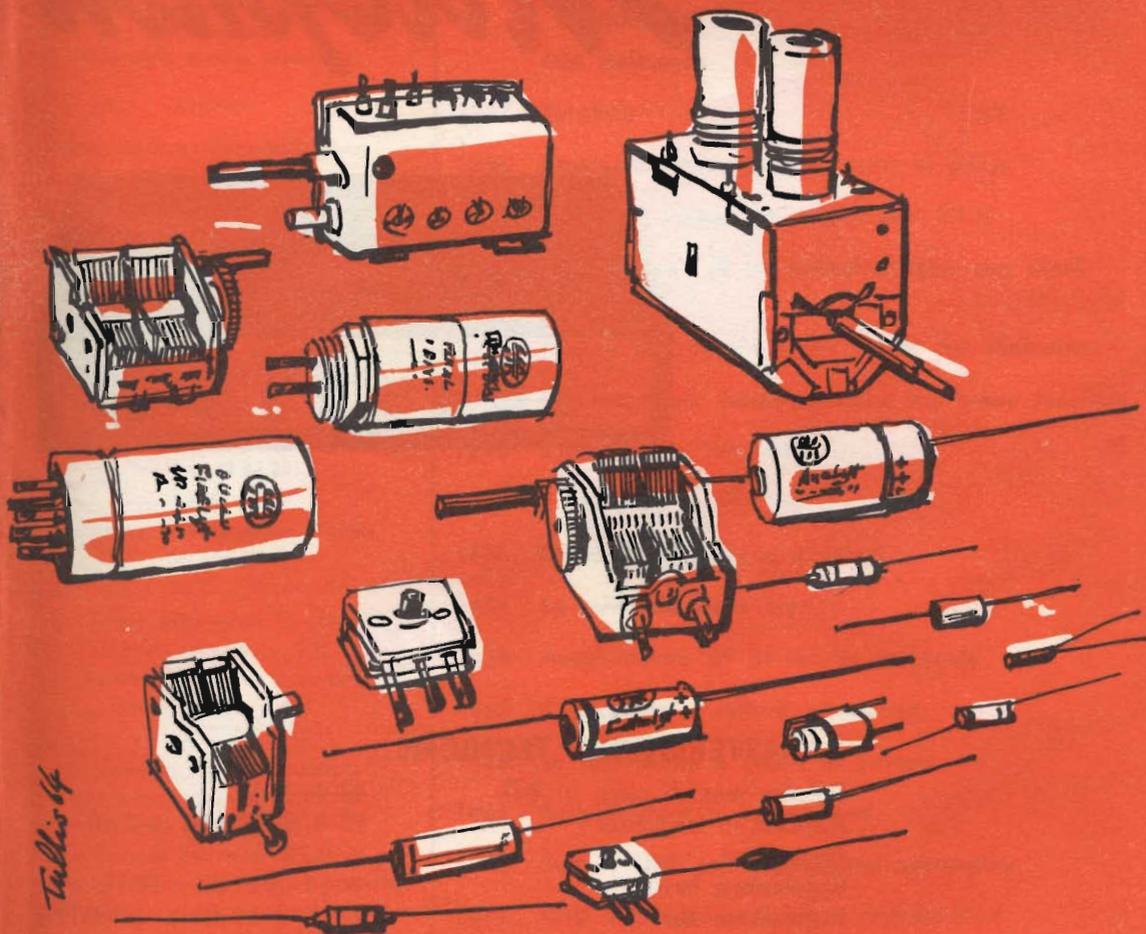
AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. 700
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMBURGO	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

agosto / settembre 1967

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

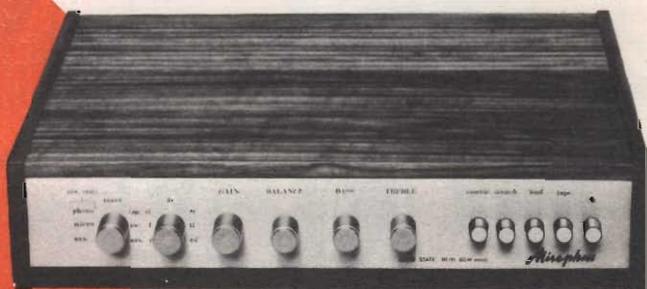
DUCATI
ELETTROTECNICA

componenti per radio e televisione

DUCATI elettrotecnica MICROFARAD

AMPLIFICATORE STEREO

44 + 44

Miraphon

MST 4

Z/756

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza max di picco su 8 Ω	: 44 + 44 W
Risposta in frequenza	: 10 ÷ 80.000 Hz ± 1 dB
Distorsione	: ⩽ 0,25 %
Regolazione bassi	: + 15 — 15 dB a 50 Hz
Regolazione alti	: + 15 — 15 dB a 10.000 Hz
Rapporto segnale/disturbo	: ⩾ 70 dB
Ingressi	: N° 3 basso livello N° 4 alto livello
Transistori impiegati	: N° 20 + 4 diodi
Dimensioni	: 448 x 100 x 330 mm
Prezzo listino	: L. 137.200

RICHIEDETE I CATALOGHI MIRAPHON ALLA G.B.C. ITALIANA

Editore: J.C.E.

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, n. 15 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 8 Agosto 1967
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
S.Ti.E.M.
S. Donato Milanese
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP
Via Zuretti, 25 - Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 400
numero arretrato L. 800
Abbonamento annuo L. 4.000
per l'Estero L. 5.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, indicare,
oltre naturalmente al nuovo,
anche l'indirizzo precedente,
ed allegare alla comunicazione l'importo
di L. 200, anche in francobolli.

© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati sono riservati.

N. 8 Agosto 1967

S O M M A R I O

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica 8

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

BRIMAR un anno di garanzia

BRIMAR

BRIMAR garanzia 1 anno

BRIMAR

la prima casa europea che garantisce le valvole per un anno

TELEVISORE SPERIMENTALE A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

VII Parte

Con quest'articolo termina la descrizione del televisore sperimentale a colori funzionante secondo il sistema NTSC. In un prossimo articolo descriveremo il circuito che consentirà a questo televisore di ricevere immagini trasmesse con il sistema PAL. Le varianti da apportare riguarderanno soltanto la sezione « decoder ».

La messa a punto del televisore che siamo venuti descrivendo in questa serie di articoli sarà molto facilitata se si seguiranno le indicazioni qui sotto riportate. Allo stato attuale delle cose la taratura di un televisore a colori non è cosa da nulla. Soltanto l'installazione richiede tecnici altamente specializzati, poiché la messa a punto della convergenza, della purezza del colore, la smagnetizzazione dello schermo magnetico del cinescopio richiedono conoscenze tecniche ed esperienza pratica non di poco conto.

4) **Sequenza delle operazioni di taratura**

Un ostacolo che s'incontra quando ci si accinge a mettere in funzione un televisore a colori è questo: si regola o si mette a posto « una cosa » e mentre si fa ciò se ne « sregola » un'altra. Da qui la necessità di ripetere svariate volte da capo la sequenza delle operazioni.

Se si seguirà il sistema di taratura qui sotto indicato questo inconveniente sarà ridotto al minimo. Vi possiamo assicurare che la bontà del sistema è stata confermata da tarature effettuate su svariati prototipi di laboratorio.

Le apparecchiature usate furono le seguenti:

1) Un generatore « sweep » tipo **Polyscop** della Rohde e Schwarz.

2) Un generatore di colore tipo PM 5550 + + PM 5530 della Philips.

3) Un modulatore, tipo PM 5525 della Philips.

4) Un normale generatore a 5,5 MHz.

5) Un normale oscilloscopio a doppia traccia (0 — 10 MHz).

6) Qualche altro strumento di misura normale (come tester ecc...).

Tutte le misure qui sotto indicate vennero eseguite con tensione di rete al valore nominale di 220 V.

1 - Accensione del televisore

Per far si che l'EAT al momento dell'accensione non raggiunga valori elevati si dovranno portare al minimo le regolazioni sia della tensione di booster (tensione rialzata) dello stadio finale di riga sia quella del generatore dell'EAT. In particolare il cursore di R_{250} dovrà essere portato verso il punto in cui R_{250} viene collegato alla presa 5 del trasformatore di riga mentre il cursore di R_{279}, dovrà essere portato verso l'estremità in cui R_{279} risulta collegata a R_{278}.

2 - Amplificatore F.I. audio e video

Questi amplificatori dovranno essere tarati nella solita maniera. In un televisore a colori la larghezza di banda dell'amplificatore F.I. video non dovrebbe scostarsi considerevolmente dai valori fissati per un analogo amplificatore di un televisore in bianco e nero. Per la taratura di questo amplificatore basterà un oscilloscopio e un generatore **sweep** normali. Se il marker della **portante video** (38,9 MHz) si trova ad un livello di —6 dB, quello della **portante di crominanza** (34,5 MHz) non dovrebbe differire che di qualche decibel dal livello di —6 dB. La tolleranza consentita va da —3 dB a —8 dB.

3 - Controllo automatico di guadagno (C.A.G.)

Per la messa a punto dei circuiti di deflessione, dei circuiti video e dei circuiti di crominanza è necessaria la presenza di un'immagine sincronizzata. Per questo scopo, il C.A.G. dovrà essere regolato in maniera che **all'ingresso dello stadio separatore dei sincronismi** sia presente un segnale video indistorto. In questo caso potrà servire un segnale a barre colorate che moduli le portanti in V.H.F. o U.H.F. oppure le rispettive portanti in F.I. Il segnale che dovrà avere un livello abbastanza elevato, dovrà essere applicato al suo giusto ingresso. Il regolatore del contrasto dovrà essere posto al massimo mentre quello della luminosità al minimo. Il segnale dovrà essere allora misurato sull'anodo dell'amplificatore di luminanza (V_{11}) mediante un oscilloscopio. Per questa misura il potenziometro del C.A.G. (R_{62}) sarà regolato in maniera da ottenere sul'anodo della suddetta valvola un segnale di 140 $V_{p.p.}$ senza il minimo accenno di tosatura dei sincronismi. Può darsi che questa messa a punto debba essere ripetuta dopo che è stato tarato il circuito di deflessione. Ciò per il semplice fatto che l'ampiezza dell'impulso di ritorno di riga ha una certa influenza sulla messa a punto del C.A.G. (paragrafo 44).

Fig. 79 - Tensione di riferimento per il circuito di sincronizzazione automatico di riga.

4 - Sincronismo di riga

A questo punto si effettuerà la sincronizzazione dell'oscillatore di riga. Per far ciò si collega l'oscilloscopio sul punto di giunzione di C_{135}, C_{136} e R_{228}, e si accorderà l'induttanza L_{35} in modo da ottenere la forma d'onda indicata in fig. 79.

5 - Regolazione del potenziometro R_{169}

Il potenziometro R_{169} dovrà essere accuratamente regolato in modo da ottenere 0 V ai capi di C_{168}; si dovrà porre **temporaneamente** ai capi del condensatore C_{136} un condensatore di 1 μF. Successivamente si toglierà il condensatore da 1 μF. e si accorderà l'induttanza L_{53} in modo da ottenere nuovamente 0 V, dopo che l'oscillatore è entrato in sincronismo.

6 - Deflessione e circuito EAT

Con l'immagine in perfetto sincronismo sarà ora possibile mettere a punto la deflessione e il circuito dell'EAT. Per la taratura dell'ampiezza e della linearità è più conveniente usare un'immagine a reticolo al posto delle barre colorate.

Si collega un voltmetro tra la giunzione di C_{188}, R_{247} e lo chassis. In un primo momento, il regolatore dell'ampiezza R_{267} verrà posto nella sua posizione intermedia, indi si regolerà il potenziometro R_{250} fino ad ottenere un valore della tensione di booster pari a 820 V. Se il voltmetro appare sensibile alla tensione di picco presente sul condensatore di booster, si raccomanda di collegare a C_{188} un microamperometro (0 — 100 μA) in serie con un resistore da 8,2 MΩ. Si dovrà leggere una corrente di 100 μA.

7 -

Il voltmetro sarà collegato al condensatore di booster C_{196} (giunzione di C_{196} e C_{198}) del trasformatore dell'EAT, Ridotta la luminanza dell'immagine a zero, R_{279} sarà regolato per un valore di 725 V della tensione di booster.

8 - Sincronismo di quadro

Ruotando il regolatore della luminosità si farà apparire di nuovo l'immagine a reticolo. Ai capi di C_{139} si collegherà un condensatore da 1 μF, indi si ruoterà il regolatore della frequenza di quadro R_{183} fino ad ottenere che l'immagine si muova lentamente. Tolto il condensatore da 1 μF, la base dei tempi di quadro dovrà immediatamente sincronizzarsi.

9 - Regolazione dell'ampiezza e della linearità

Regolare i magneti per la convergenza statica presenti sull'unità AT 1023/01 (L_{47}) e il magnete del blu «laterale» AT 1025/01 (L_{42}) sino ad ottenere la convergenza al centro dello schermo. A questo punto, si effettueranno le regolazioni qui di seguito indicate. Può darsi però che queste debbano subire ancora qualche ritocco dopo che si sarà effettuata la convergenza dinamica.

10 -

Regolare la linearità orizzontale girando il magnete di L_{49}. Per questa regolazione usare il raster blu.

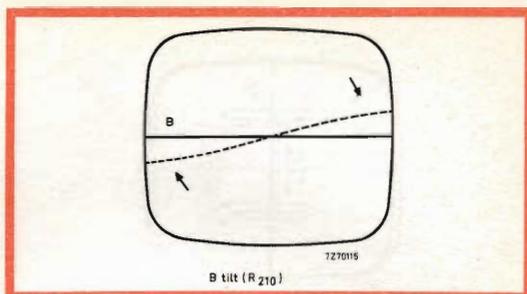



Fig. 80 - Regolazione B tilt (R_{210}) per rendere la linea del blu al centro dello schermo più diritta possibile.

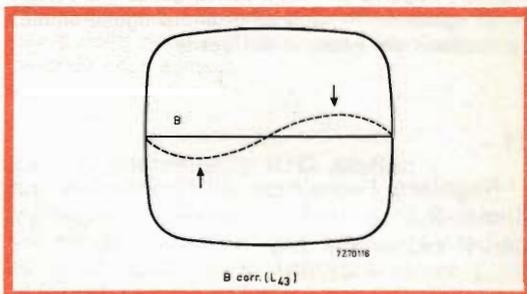



Fig. 81 - Regolazione della correzione del blu (L_{43}) per rendere la linea del blu al centro dello schermo più diritta possibile.

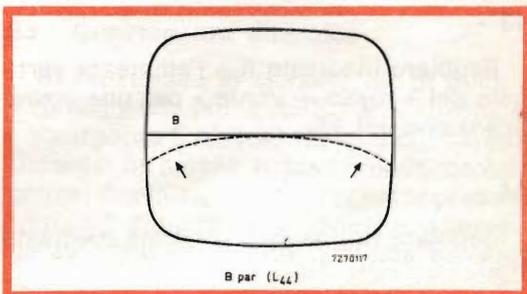



Fig. 82 - Regolazione della parabola del blu (L_{44}) per rendere la linea del blu al centro dello schermo più diritta possibile.

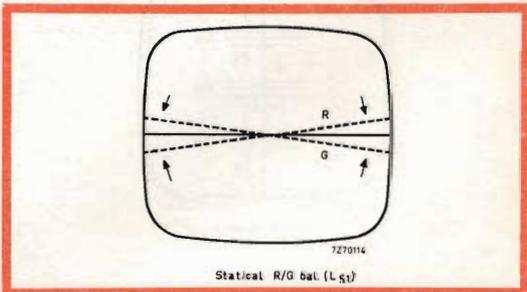



Fig. 83 - Regolazione bilanciamento RG statico. Si regola L_{51} fintantochè le linee orizzontali del rosso e del verde al centro dello schermo risultino parallele.

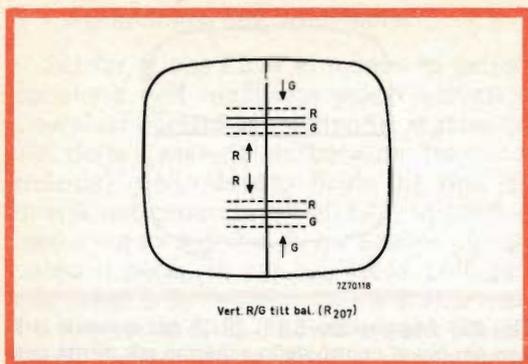



Fig. 84 - Regolazione della convergenza RG verticale. Si agisce su R_{207} fino ad ottenere uguali ampiezze verticali del rosso e del verde.

11 -

Regolare l'ampiezza dell'immagine mediante R_{267} per una sovrascansione del 6% con il raster del blu.

12 -

Regolare il fuoco mediante R_{256}.

13 -

Regolare mediante R_{188} l'ampiezza verticale del « rosso + verde » per una sovrascansione del 3%.

14 -

Regolare la linearità verticale mediante R_{185}.

Fig. 85 - Regolazione della parabola di bilanciamento RG mediante R_{218} in maniera da rendere le righe orizzontali rosse e verdi equidistanti rispetto alla linea verticale al centro dello schermo.

Fig. 86 - Regolazione del tilt RG mediante R_{211} in maniera che le linee verticali al centro dello schermo risultino parallele in alto e in basso.

15 -

Regolare la centratura verticale mediante R_{198}.

16 -

Regolare la centratura orizzontale mediante R_{251}.

17 -

Rendere la riga centrale del **blu** più diritta possibile in modo da essere parallela alle righe del rosso e del verde, regolando la parabola del blu (L_{44}), il « tilt » del blu (R_{210}) e la correzione del blu (L_{43}). Vedere le figg. da 80 a 82.

Fig. 87 - Regolazione della parabola RG mediante R_{223} in maniera da rendere diritte le righe verticali al centro dello schermo.

18 - Correzione del raster

Regolare il circuito per la correzione della distorsione a cuscino mediante L_{52} in modo da rendere rettilinee le righe orizzontali in alto e in basso del raster.

19 - Smagnetizzazione del cinescopio

Prima della messa a punto della purezza e della convergenza, il cinescopio dovrà essere completamente smagnetizzato mediante una bobina di smagnetizzazione esterna. I sistemi di autosmagnetizzazione del cinescopio incorporati nel ricevitore non sono infatti in grado di eliminare l'effetto prodotto sulle parti metalliche del cinescopio da parte degli intensi campi magnetici a cui il cinescopio può essere stato soggetto durante il montaggio del ricevitore.

20 - Regolazione della purezza del colore

L'unità di deflessione dovrà essere appoggiata fermamente contro il cono del cinescopio mentre **le bobine** di deflessione dovranno essere allontanate dal cono il più possibile. (Se dopo aver effettuate le precedenti operazioni di messa a punto, il ricevitore è stato spento, bisognerà attendere almeno 5 minuti dopo che è stato di nuovo acceso, prima di effettuare questa messa a punto).

Si regolerà nuovamente la convergenza statica. Si bloccheranno i raggi del blu e del verde togliendo la tensione di alimentazione alle relative griglie schermo V_{g2} di ciascun cannone (spinotti S_4 e S_6). Si toglierà anche il reticolo e si regolerà la luminosità in modo da avere un raster rosso completo con luminanza non troppo bassa. A questo punto, si ruoteranno singolarmente o tutti e due insieme i magneti per la purezza del colore posti dietro l'unità di convergenza AT 1023/01 fino ad ottenere una zona di rosso « puro » al centro dello schermo.

21 -

Muovere in avanti le bobine di deflessione fino a far apparire un raster completo **tutto rosso.** Controllare la purezza di colore del « campi » blu e verde inserendo gli spinotti S_4, S_5 e S_6.

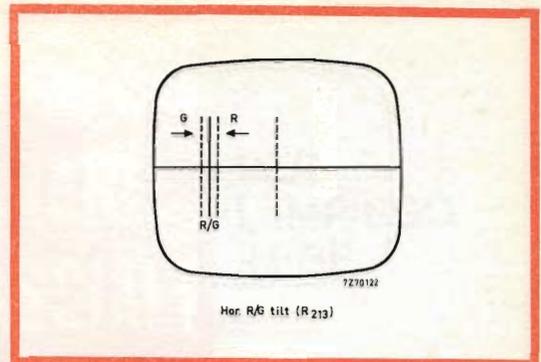



Fig. 88 - Regolazione della convergenza orizzontale RG mediante R_{213} in maniera da ottenere la convergenza delle righe verticali lungo l'asse orizzontale centrale dello schermo.

22 - Bilanciamento R/G statico

Si riinserisce il reticolo e si toglie la convergenza dinamica orizzontale mediante lo spinotto S_7. Si regolerà allora L_{51} in maniera che le righe orizzontali del rosso e del verde al centro dello schermo risultino parallele (vedi fig. 83).

23 - Convergenza dinamica

Si riinserisce lo spinotto S_7. Si tolga il « campo » blu (spinotto S_6) e si effettui la convergenza R/G (del rosso e del verde). Durante la messa a punto della convergenza dinamica potrà essere necessario ritoccare di tanto in tanto anche la convergenza statica. Un altro sistema consiste

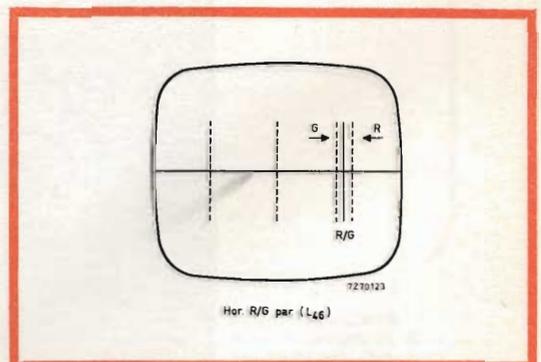



Fig. 89 - Regolazione della convergenza RG mediante L_{46} in maniera da ottenere la convergenza delle righe verticali a destra dello schermo lungo l'asse orizzontale centrale dello schermo.

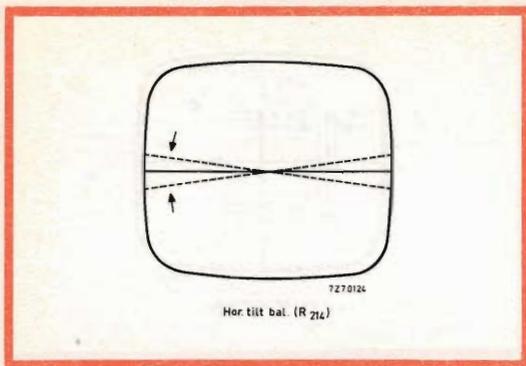



Fig. 90 - Regolazione del bilanciamento del tilt RG mediante R_{214} in maniera da ottenere la convergenza della riga orizzontale centrale dalla parte sinistra dello schermo.

nel rendere i raster paralleli mediante le regolazioni dinamiche prima di ritoccare la convergenza statica.

24 - Convergenza verticale del rosso e del verde (R/G)

Regolare il bilanciamento del tilt R/G (R_{207}) fino ad ottenere ampiezze verticali uguali del rosso e del verde (fig. 84).

25 -

Regolare il bilanciamento della parabola R/G (R_{218}) in maniera da rendere equidistanti lungo la linea verticale al centro dello schermo le righe orizzontali verdi e rosse (fig. 85).

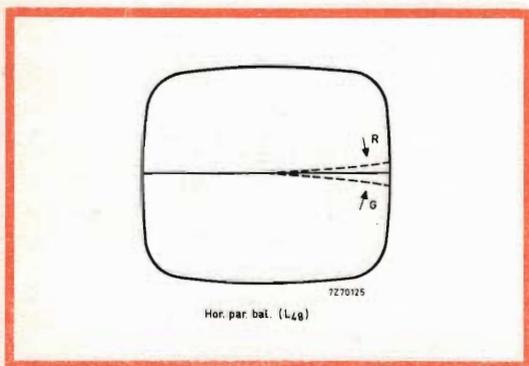



Fig. 91 - Regolazione del bilanciamento della parabola RG mediante L_{48} in maniera da ottenere la convergenza della riga orizzontale centrale dalla parte destra dello schermo.

26 -

Regolare il tilt R/G (R_{211}) in maniera che le estremità, in alto e in basso, della riga verticale al centro dello schermo risultino parallele (fig. 86).

27 -

Regolare il controllo della parabola R/G (R_{223}) in maniera da raddrizzare la parte centrale delle righe verticali (fig. 87).

28 -

Ritoccare la convergenza statica.

29 - Convergenza orizzontale del rosso e del verde (R/G)

Regolare la convergenza delle righe verticali a sinistra dello schermo lungo la riga orizzontale al centro dello schermo mediante il controllo di tilt R/G (R_{213}) (fig. 88).

30 -

Regolare la convergenza delle righe verticali alla destra dello schermo rispetto la riga orizzontale al centro dello schermo mediante il controllo della parabola R/G (L_{46}) (fig. 89).

31 -

Regolare la convergenza (dalla parte sinistra dello schermo) della riga orizzontale al centro dello schermo mediante il controllo di bilanciamento del tilt R/G (R_{214}) (fig. 90).

32 -

Regolare la convergenza (dalla parte destra dello schermo) della riga orizzontale al centro dello schermo mediante il bilanciamento della parabola R/G (L_{48}) (fig. 91).

33 -

Ritoccare la convergenza statica e successivamente controllare e ripetere le varie messe a punto ricominciando, se è necessario, dal **punto 24)**. Fattociò si proce-

TRANSISTOR NPN AL SILICIO PLANARI EPITASSIALI PHILIPS PER L'IMPIEGO IN BF

BC 107

BASSA CORRENTE DI DISPERSIONE
($I_{CBO} \approx$ 1 nA a 25 °C)

BC 108

ELEVATA AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE
anche nel caso di bassi valori di corrente di collettore

BC 109

CIFRA DI RUMORE MOLTO BASSA
bassa tensione di saturazione del collettore dovuta alla tecnica epitassiale

Impieghi: BC 107 e BC 108 negli stadi preamplificatori e pilota, BC 109 particolarmente indicato per l'impiego negli stadi preamplificatori a basso rumore.

Dati tecnici

			BC 107	BC 108	BC 109
	V_{CEO}	=	max. 45	20	20 V
	I_C	=	max. 100	100	100 mA
Tensione di saturazione del collettore I_C = 10 mA, I_B = 1 mA:	V_{CEsat}	=	100	100	100 mV
Amplificazione di corrente (segnali deboli) V_{CE} = 5 V, I_C = 2 mA, f = 1 kHz:	h_{fe}	=	125...500	125...500	240...900
Frequenza di transizione V_{CE} = 5 V, I_C = 10 mA:	f_T	=	250	250	300 MHz
Cifra di rumore V_{CE} = 5 V, I_C = 0,2 mA, R_S = 2 kΩ, f = 1 kHz, B = 200 Hz:	F	≦			dB
Cifra di rumore V_{CE} = 5 V, I_C = 0,2 mA, R_S = 2 kΩ, f = 30... 15.000 Hz:	F	≦			4 dB

PHILIPS S.p.A. - Milano

Reparto Elettronica
P.zza IV Novembre, 3
Tel. 69.94 (int. 194)

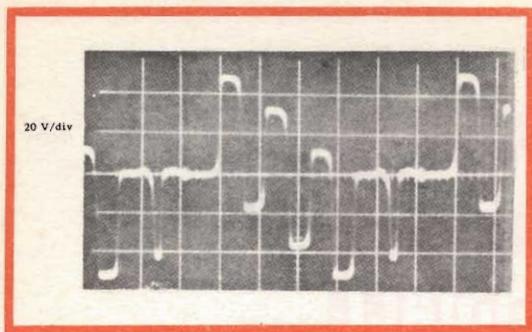



Fig. 92 - Segnale differenza di colore del blu (B-Y) misurato sull'anodo della V_{15}.

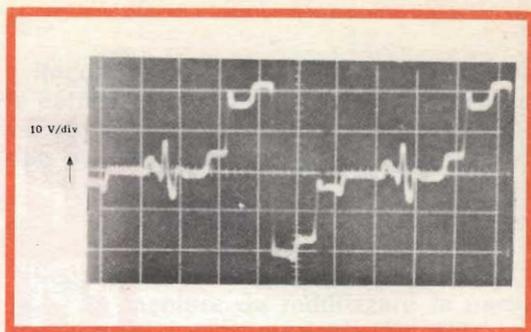



Fig. 94 - Segnale differenza di colore del verde (G-Y) misurato sull'anodo della V_{14}.

de alla messa a punto della convergenza del blu, rinserendo lo spinotto S_6.

34 - Convergenza verticale del blu

Regolare per uguale ampiezza verticale del blu e dell'R/G mediante il controllo di tilt del blu (B) (R_{203}).

35 -

Regolare il controllo della parabola del blu (B) (R_{224}) in maniera che le righe orizzontali del blu e del R/G risultino equidistanti lungo la riga verticale al centro dello schermo.

36 -

Rimettere a posto la convergenza statica, quella radiale e laterale.

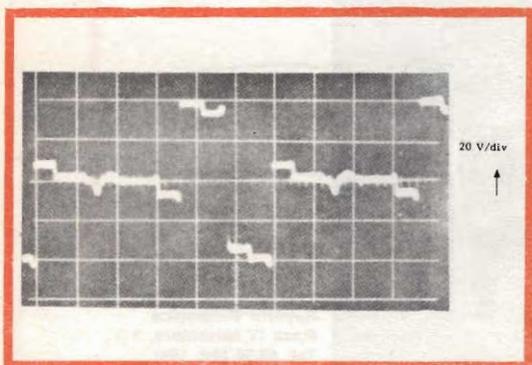



Fig. 93 - Segnale differenza di colore del rosso (R-Y) misurato sull'anodo della sezione pentodica di V_{14}.

37 - Convergenza laterale del blu

Aggiustare la convergenza delle righe verticali del blu lungo la riga orizzontale al centro dello schermo mediante il controllo laterale del blu (B) (L_{41}). Può darsi che non si richieda alcuna correzione dinamica laterale del blu. In questo caso, le bobine dell'unità AT 1025/01 (L_{42}) debbono essere scollegate dalla presa centrale su L_{41}. Se mediante L_{41} non è possibile effettuare la regolazione, questa potrà essere effettuata invertendo i collegamenti di L_{42}.

38 -

Controllare ancora una volta la purezza del colore, la correzione del raster, l'ampiezza dell'immagine, la sua altezza, la linearità verticale e la centratura dell'immagine. Potrà rendersi necessario qualche ritocco della convergenza verticale e orizzontale.

39 - Regolazione del punto del bianco

La tensione-base di griglia di tutti e tre i cannoni del cinescopio deve essere regolata a 110 V. Ruotare il regolatore della luminosità in senso antiorario fino al fondo corsa. Collegare un voltmetro (300 V fondo scala) al catodo del cannone del rosso. Escludere il segnale a reticolo in modo da ottenere il solo raster e regolare il controllo del contrasto (R_{59}) in maniera da avere una lettura di 110 V. Regolare V_{g2} (R_{127}, R_{131}, R_{135}) di ciascun cannone in maniera che i raster siano appena visibili. La accuratezza di questa regolazione può es-

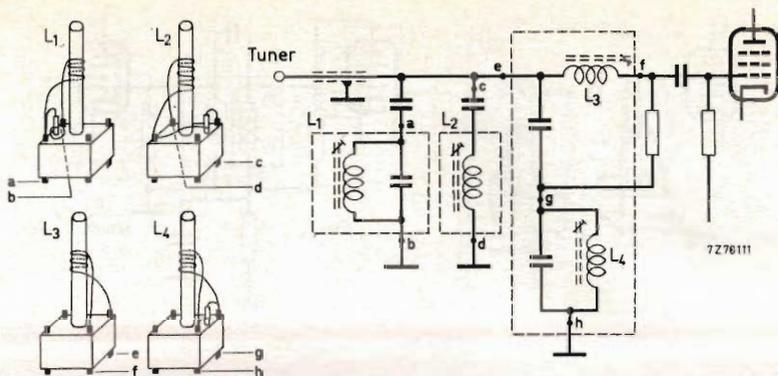



Fig. 95 - Collegamenti della bobina e schema elettrico del circuito d'ingresso dell'amplificatore della F. I.

Bobine

L_1, L_2, L_3, L_4 - vedi fig. 95 - accordo mediante nucleo in poliferro.

L_5, L_6 - vedi fig. 96 - accordo mediante nucleo in poliferro.

L_7, L_8 - vedi fig. 97 - accordo mediante nucleo in poliferro.

Tabella I - Dati tecnici delle bobine

Avvolg.	Spire	Diametro filo	Larghezza avvolg. (mm)	Diametro avvolg. (mm)
L1	8	0,5Cu Em	10	5.2
L2	16	0.5Cu Em	12	5.2
L3	14	0,2Cu Em	3	5.2
L4	6	0,5Cu Em	6	5.2

sere migliorata collegando temporaneamente allo chassis la griglia della finale verticale.

40 -

Togliere il voltmetro, inserire un segnale a barre colorate (preferibilmente senza sottoportante) e controllare la resa della scala dei grigi. Se la barra bianca ha una « tinta » non giusta, si dovrà sostituire il resistore V.D.R. nel circuito di catodo del verde e/o del blu con un'altra di differente valore. Potrà rendersi necessario qualche ritocco alla tensione V_{g2} di questi cannoni. Ciò allo scopo di avere i vari gradini della scala dei grigi esenti da colorazioni spurie. È consigliabile usare per confronto qualche sorgente di riferimento del bianco.

41 - Regolazione dell'EAT

Osservare l'ampiezza dell'immagine a bassi valori di luminosità. Aumentare successivamente la luminosità fino al punto in cui il valore medio della corrente del raggio raggiunga il valore di circa 1 mA ma non più di 1.5 mA. Per ristabilire l'ampiezza dell'immagine, regolare R_{270}. Variare la luminosità per assicurarsi che non si verifichino fenomeni di « respiro ». Controllare ancora una volta il fuoco con valori elevati di luminosità, se necessario, correggere mediante R_{256}.

42 - Messa a punto dell'amplificatore di luminanza

Per la taratura della trappola a 4.43 MHz inserita nell'amplificatore di luminanza si

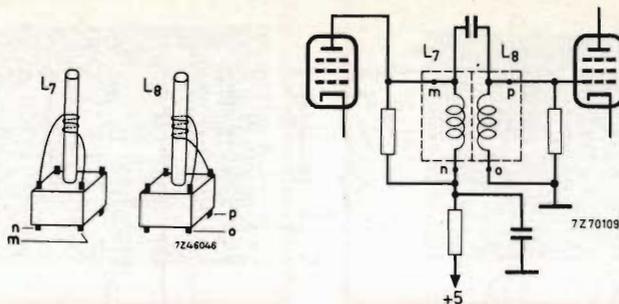



Fig. 96 - Collegamenti delle bobine e schema elettrico del I trasformatore della F.I. video.

L_9 = 1.5 μH accordo mediante nucleo in poliferro.
L_{10} = 1.5 μH accordo mediante nucleo in poliferro.
L_{11} = 3,0 μH codice A3-804-85.
L_{12} = 18 μH accordo mediante nucleo in poliferro.
L_{13} = 18 μH accordo mediante nucleo in poliferro.
L_{14} = 18 μH accordo mediante nucleo in poliferro.
L_{15} = 60 μH accordo mediante nucleo in poliferro.
L_{16} = 4 μH codice A398692.
L_{17} = 20 μH accordo mediante nucleo in poliferro.

Tabella II - Dati tecnici delle bobine del I trasformatore F.I.

Avvolg.	Spire	Diametro filo	Larghezza avvolg. (mm)	Diametro avvolg. (mm)
L5	22	0.2 Cu Em	5.2	4.4
L6	15	0.2 Cu Em	5.2	4

potrà usare il segnale a barre colorate. Collegare un oscilloscopio al catodo del cannone del rosso del cinescopio attraverso una sonda con capacità d'ingresso molto piccola (1 pF attenuazione 100 x). Porre la base dei tempi dell'oscilloscopio in posizione « frequenza di riga » e regolare L_{24} per il minimo di segnale della sottoportante nel segnale di luminanza. Fatto ciò, escludere il generatore di barre di colore.

43 -

Osservare l'area del segnale circa 1 μs oltre il più marcato passaggio dal nero al bianco del segnale a barre, e regolare C_{69} per il minimo di riflessioni della linea di ritardo.

44 -

Controllare l'ampiezza del segnale di luminanza con il contrasto al massimo e con segnale d'ingresso elevato e regolare di nuovo il controllo del C.A.G. (R_{62}) vedi il punto 3).

45 - Messa a punto dell'amplificatore di crominanza

In tutto l'amplificatore di crominanza di questo ricevitore l'accordo delle bobine è fisso ad eccezione della trappola a 5,5 MHz (L_{28}). Per accordare quest'ultima, si applichi un segnale a 5,5 MHz ai capi di L_{22}. Si colleghi un oscilloscopio ai capi L_{30} e si accordi la trappola per il minimo segnale. L'interruttore S_1 (via il colore) non deve essere chiuso durante questa operazione di messa a punto.

46 - Sincronizzazione della sottoportante

Si impieghi un segnale con barre colorate con la sottoportante di nuovo inserita. Collegare tra la griglia del triodo amplifi-

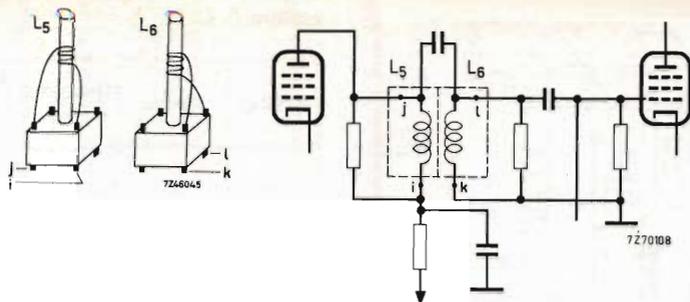



Fig. 97 - Collegamenti delle bobine e schema elettrico del II trasformatore F.I. video.

Tabella III - Dati tecnici della bobina del II trasformatore F. I.

Avvolg.	Spire	Diametro filo	Larghezza avvolg. (mm)	Diametro avvolg. (mm)
L7	22	0. Cu Em	4.4	5.2
L8	13	0. Cu Em	2.6	5.2

L_{18}, L_{19}, L_{20} - vedi fig. 98.

L_{21} = 5 µH codice n. A3 118 73.

L_{22} = 100 µH codice n. A1 000 35.

L_{23} = 200 µH codice n. A3 804 01.

L_{24} = 32 µH accordo mediante nucleo in poliferro.

L_{25} = « Hackethal » linea di ritardo; tipo HH 2400.

L_{26} = 100 µH codice n. A1 000 35.

L_{27} = 134 µH codice n. A2 112 39.

L_{28} = 3 µH presa a 1/3, accordo mediante nucleo in poliferro.

L_{29} = 100 µH codice n. A1 000 35.

L_{30} = 100 µH codice n. A1 000 35.

L_{31} = 1 mH; codice n. A3 110 68.

L_{32} = 350 µH; codice n. A3 804 85.

L_{33} = 350 µH; codice n. A3 804 85.

L_{34} = 1 mH; codice n. A3 110 68.

L_{35} = 20 mH; (punti K-Y) avvolta in bifilare: presa centrale, accordo con nucleo in ferrite.

L_{36} = 350 µH; codice n. A3 804 85.

catore del burst V_{12}, e lo chassis un condensatore da 1 µF. Inserire un voltmetro ai capi di C_{109} e regolare il potenziometro di bilanciamento R_{145} fino ad ottenere una lettura zero. Disconnettere il condensatore da 1 µF e ruotare lentamente il trimmer C_{114} posto in parallelo al cristallo fintantochè l'oscillatore si sincronizzi. Ritoccare di nuovo il trimmer fino ad ottenere di nuovo ai capi di C_{109} una lettura zero del voltmetro.

Attenzione! Se la sincronizzazione dello oscillatore si perde con molta facilità o manca del tutto, si controlli mediante un oscilloscopio a doppia traccia se il burst e le tensioni « Keying » applicate ai diodi D_{19} e D_{21} coincidono. Se ciò non si verifica, potrà essere necessario ripetere l'accordo di L_{35} (punto 4) ma ciò influirà anche sulla fase del circuito di controllo di sincronismo di riga.

47 - Tensione della sottoportante

Collegare un microamperometro in serie a due resistori da 100 kΩ al circuito demodulatore (R-Y). I resistori dovranno essere collegati alle giunzioni di C_{119}, R_{154} e C_{118}, R_{155}. Regolare L_{38} per la massima e L_{39} per la minima corrente. Dopo la rego-

Tabella 4 - Dati elettrici delle bobine del III trasformatore F. I.

Avvolg.	Spire	Diametro filo	Larghezza avvolg. (mm)	Diametro avvolg. (mm)
L18	23	0.2 Cu Em	4.6	5.2
L19	33	0.2 Cu Em	6.6	5.2
L20	8	0.5 Cu Em	20	5.2

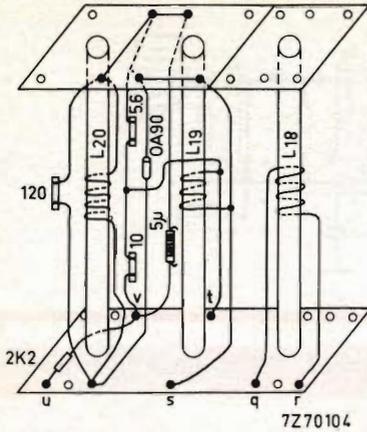



Fig. 98 - Schema elettrico e collegamento delle bobine del III trasformatore F.I. (rivelatore segnale luminanza/crominanza).

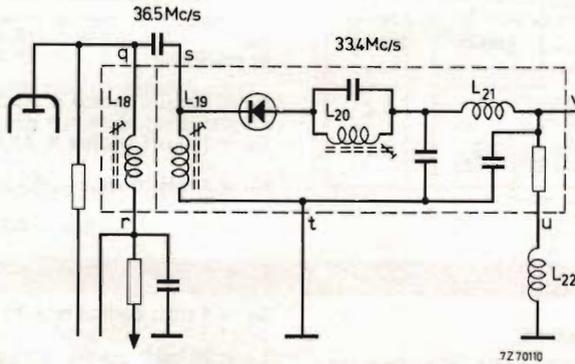



Fig. 99 - Schema elettrico del rivelatore del segnale di luminanza/crominanza.

L_{37}, L_{38}, L_{39} - vedi fig. 101 accordo mediante nucleo in poliferro.

L_{40} = 50 mH.

L_{41} = bobina convergenza, AT 4040/11.

L_{42} = bobine convergenza laterale - AT 1025/01.

L_{43} = bobina regolazione correzione blu, AT 4040/14.

L_{44} = bobina regolazione parabola del blu, AT4040/13.

L_{45} = bobina regolazione parabola del blu, AT4040/13.

L_{46} = bobina regolazione parabola R/G, AT 4040/12.

L_{47} = bobine convergenza, AT 1023/01.

L_{48} = bobina reg. bilanciamento parabola R/G, AT 4040/11.

L_{49} = controllo linearità, AT 4042/02.

L_{50} = unità deflessione, AT 1022/02.

L_{51} = bobina reg. bilanciamentò R/G, AT 4040/17.

L_{52} = bobina reg. correzione raster « N-S », AT 4040/15.

L_{53} = bobina oscillatore di riga, AT 4009.

L_{54} = 100 µH.

L_{55} = 50 µH.

L_{56} = 100 µH.

Trasformatori

T_1 = finale audio, AD 9018.

T_2 = finale quadro, AT 3512/02.

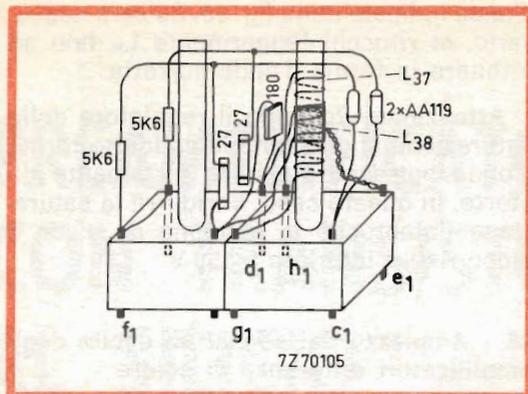



Fig. 100 - Schema elettrico di collegamento del trasformatore del demodulatore sincrono (R-Y).

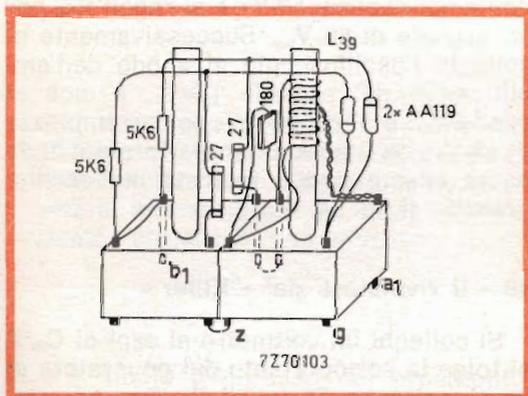



Fig. 101 - Schema elettrico di collegamento del trasformatore del demodulatore sincrono (B-Y).

T_3 = Trasduttore, AT 4041/03.

T_4 = Finale riga, AT 2051.

T_5 = Trasformatore EAT, AT 2052/02.

T_6 = Trasformatore per filamenti, codice n. 3H 557 46D.

Tabella 5 - Dati tecnici delle bobine dei demodulatori sincroni.

Avvolg.	Spire	Diametro filo	Larghezza avvolg. (mm)	Diametro avvolg. (mm)
L37	120	0.15Cu Em	20	5.2
L38	2 x 20 bif.	0.15 CuEm	8	5.2
L39	2 x 20 bif.	0.15CuEm	8	5.2

Transistor

TR_1 = AF 139 amplificatore R.F. (U.H.F.).

TR_2 = AF 139 oscillatore mixer (U.H.F.).

Valvole

V_1 = PC 900 amplificatore R.F. (V.H.F.).

V_2 = PCF 801 oscillatore mixer (V.H.F.).

V_3 = PCF 201 I amplificatore F.I. (F). Formatore impulso sincronismo verticale (C).

V_4 = EF 183 II amplificatore F.I.

V_5 = PCF 200 III amplificatore F.I. rivelatore audio e disturbo.

V_6 = PCF 200 amplificatore F.I. audio (F + C).

V_7 = PCL 86 amplificatore audio (L + C).

V_8 = PCH 200 separatore sincronismo (H) sfasatore (C).

V_9 = ECC 81 scarica verticale (C) amplificatore reazione (C).

V_{10} = PL 508 finale quadro.

V_{11} = PFL 200 Amplificatore luminanza (L) rivelatore C.A.G. (F).

V_{12} = PCH 200 Killer (H) e amplif. burst (C).

V_{13} = PCF 201 amplif. crominanza (F + C).

V_{14} = PCF 80 Amplificatore differenza di colore R-Y (F) e differenza di colore (G — Y).

V_{15} = PCF 80 Amplificatore differenza di colore B-Y e amplificatore blanking (C).

V_{16} = PCF 802 Oscillatore sottoportante (F) e controllo reattanza (C).

V_{17} = PCF 802 Oscillatore di riga (F) e tubo reattanza (C).

V_{18} = PL 500 finale riga.

V_{19} = PY 88 diodo di booster.

V_{20} = DY 51 raddrizzatore fuoco.

V_{21} = ECC 81 pilota finale EAT (C) e rivelatore di picco (C).

V_{22} = PL 505 finale generatore EAT.

V_{23} = PY 500 diodo di booster del generatore EAT.

V_{24} = GY 501 raddrizzatore EAT.

DIODI

D_1 = AA119 D_2 = AA119	rivelatore a rapporto
D_3 = OA90 rivelatore crominanza/luminanza	
D_4 = OA85 limitatore di corrente	
D_5 = BA145 D_6 = BA145 D_7 = BA145 D_8 = BA145 D_9 = BA145 D_{10} = BA145	diodi « clamping »
D_{11} = OA85 tosatore	
D_{12} = 14A D_{13} = 14A	rivel. Killer
D_{14} = 14A diodo clamping	
D_{15} = 14A controllo aut .colore	
D_{16} = BYX10 alimentazione griglia schermo del cinescopio A63-11X	
D_{17} = BYX10	formatore impulsi
D_{18} = BA145 D_{19} = BA145 D_{20} = BA145 D_{21} = BA145	rivel. della fase del burst
D_{22} = AA119 D_{23} = AA119	demodulatore (R-Y)
D_{24} = AA119 D_{25} = AA119	demodulatore (B-Y)
D_{26} = OA202 D_{27} = OA202	riv. frequenza e fase di riga
D_{28} = OA9 D_{29} = OA9	diodi clamping
D_{30} = OA85	formatore impulsi
D_{31} = BY100 D_{32} = BY100	raddrizzatori di rete

lazione di L_{39} si dovrà leggere un valore di corrente di circa 85 μA. Togliere lo strumento con i resistori, collegare un oscilloscopio sull'anodo dell'amplificatore (R-Y), e cioè V_{14}, e regolare il controllo della tinta (R_{210}) fino ad ottenere la forma d'onda indicata nell'oscillogramma di fig. 92. Si colleghi successivamente l'oscilloscopio sull'anodo dell'amplificatore (B-Y), e cioè, V_{15}, e si verifichi la presenza della forma d'onda indicata nella fig. 93. Se sarà necessario, si ritocchi leggermente L_{39} fino ad ottenere la forma d'onda corretta.

Attenzione! Ponendo il regolatore della saturazione al massimo le suddette forme d'onda potranno risultare fortemente distorte. In questo caso, si ridurrà la saturazione fintantochè la tensione da picco a picco risulti inferiore a 150 V.

48 - Ampiezze dei segnali di uscita degli amplificatori differenza di colore

Si riduca la saturazione fino ad ottenere un segnale (B-Y) di 100 $V_{p.p.}$ Si colleghi di nuovo un oscilloscopio sull'anodo dell'amplificatore (R-Y) e si regoli R_{108} per un segnale di 80 $V_{p.p.}$ Successivamente si colleghi l'oscilloscopio all'anodo dell'amplificatore del segnale (G-Y), e cioè al triodo V_{14}, e si regoli R_{113} per un'ampiezza di 45 $V_{p.p.}$ In questo punto la forma d'onda dovrà essere quella indicata nell'oscillogramma di fig. 94.

49 - Il rivelatore del « Killer »

Si colleghi un voltmetro ai capi di C_{86} e si tolga la sottoportante dal generatore di barre colorate. Si regoli R_{89} fino ad ottenere una lettera di 0 V su g_3 dell'eptodo. Si inserisca di nuovo la sottoportante e ci si assicuri che su questo punto sia presente una tensione di almeno —8 V.

50 - Schema elettrico del televisore completo

Per facilitare la comprensione del funzionamento del ricevitore completo, accludiamo due schemi completi del ricevitore descritto. In uno schema i singoli componenti sono indicati con una numerazione progressiva a cui si fa riferimento nel testo; nell'altro schema sono riportati i valori dei singoli componenti.

Prossimamente descriveremo le modifiche che occorre apportare a questo ricevitore perché sia in grado di ricevere i segnali trasmessi usando il sistema PAL.

L. Cascianini

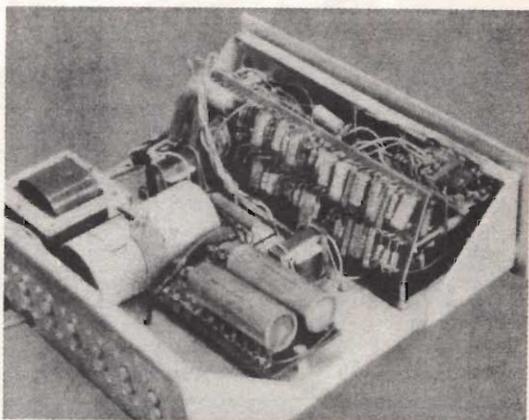
(Da A. I. Philips)

PREAMPLIFICATORE CON TRANSISTOR AL SILICIO

BASSA FREQUENZA

Nel numero scorso della nostra rivista si è descritto il progetto di un amplificatore da 20 W avente delle caratteristiche eccellenti. Il preamplificatore che ora descriveremo, impiega cinque transistor al silicio ed offre un'alta capacità ai sovraccarichi. In fondo all'articolo riportiamo alcune spiegazioni riguardanti i circuiti dell'amplificatore e del preamplificatore.

Lo stadio d'ingresso del preamplificatore provvede alla correzione della incisione (quando è necessario) impiegando la reazione negativa totale. È anche incluso un filtro antirombo di reazione.

Lo schema della prima parte del circuito è riportato in fig. 1, dove si vede che viene usato un circuito triplo di reazione. Questo si contrappone con il più usuale circuito doppio di reazione mostrato in fig. 2. Ci sono due ragioni per questa modifica. Primo, il guadagno del circuito può essere aumentato in modo considerevole usando un valore più alto per la resistenza di carico del collettore del secondo transistor. Questo dà la sufficiente riserva di guadagno per avere una reazione totale disponibile sotto i 50 Hz. Il secondo effetto è molto importante, ed è il miglioramento nella capacità di sopportare i sovraccarichi del circuito. Il convenzionale circuito doppio di reazione risponde male all'estremità della gamma alle alte frequenze quando viene applicata la correzione dell'incisione a causa della bassa impedenza del circuito di reazione (fig. 2). Questa bassa impedenza pone un carico elevato sul collettore del secondo transistor e riduce notevolmente la tensione di uscita disponibile senza una

Esecuzione pratica del preamplificatore con transistor al silicio.

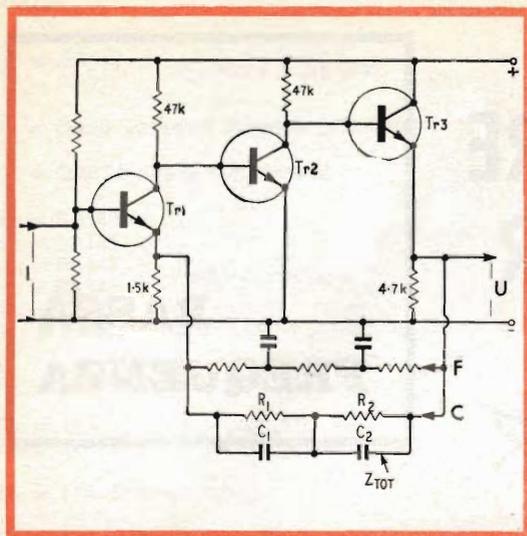



Fig. 1 - Circuito di reazione triplo per la correzione dell'incisione. I = ingresso; U = uscita; F = filtro antirombo e stabilizzazione C.C.; C = correzione dell'incisione; Z_{tot} = 10 kΩ a 20 kHz.

distorsione ragguardevole. Questa riduzione può essere grande come un fattore di 10 volte a 20 kHz con un conseguente sovraccarico. Quando si è ricordato che la correzione dell'incisione aumenta queste alte frequenze, ci si sarà resi conto

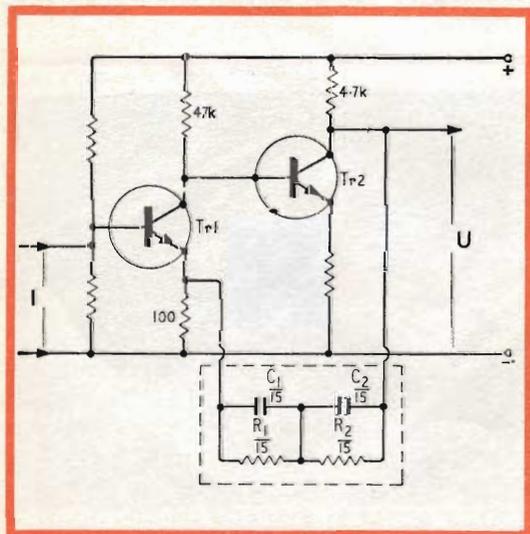



Fig. 2 - Circuito di reazione convenzionale. Il circuito nel rettangolo tratteggiato serve alla correzione dell'incisione; l'impedenza totale è di 700 Ω a 20 kHz.

che l'uscita ad alta frequenza dal pick-up, può essere molto lontana in eccesso dall'uscita nominale del pick-up.

Per questa ragione si è ritenuto che la capacità di sopportare sovraccarichi di un preamplificatore dovesse essere sopra i 20 dB sull'intera gamma delle frequenze audio, siccome la maggior parte dei pick-up supera la propria potenza nominale di un fattore pari a diverse « volte », quando percorre un disco completamente modulato.

Il circuito descritto può fornire una capacità ai sovraccarichi di circa 23 dB sull'intera gamma delle frequenze audio; la riduzione di questa capacità è di circa solo 2 dB a 20 kHz rispetto a quella a 1 kHz.

La differenza è udibile in modo evidente con un disco completamente modulato quando viene confrontato con il circuito di reazione doppio e molto apprezzabile quando un pick-up, per una tensione nominale di 10 mV, è alimentato con una tensione d'ingresso nominale di 3,5 mV.

Nessun provvedimento è stato preso per i pick-up a cristallo eccetto in quello che essi normalmente lavorano meglio quando pilotano direttamente un carico di 47 kΩ e sono allora sottoposti alla normale correzione dell'incisione. Quando si usano pick-up a cristallo, è perciò solo necessario reprimere qualche modello ad uscita alta con un condensatore in serie o una resistenza shuntata attraverso l'ingresso dell'amplificatore.

In generale un simile metodo di funzionamento è preferibile siccome esso aiuta le risonanze di smorzamento all'interno del pick-up.

Filtro passa-alto

L'impiego di transistor planari epitassiali dà un margine sufficiente di guadagno così che circa 14 dB di reazione possono essere applicati sotto i 50 Hz. Questo guadagno stabile alle basse frequenze dà due vantaggi: la caratteristica d'incisione può essere misurata accuratamente e anche il guadagno costante può essere usato per un filtro antirombo a reazione negativa.

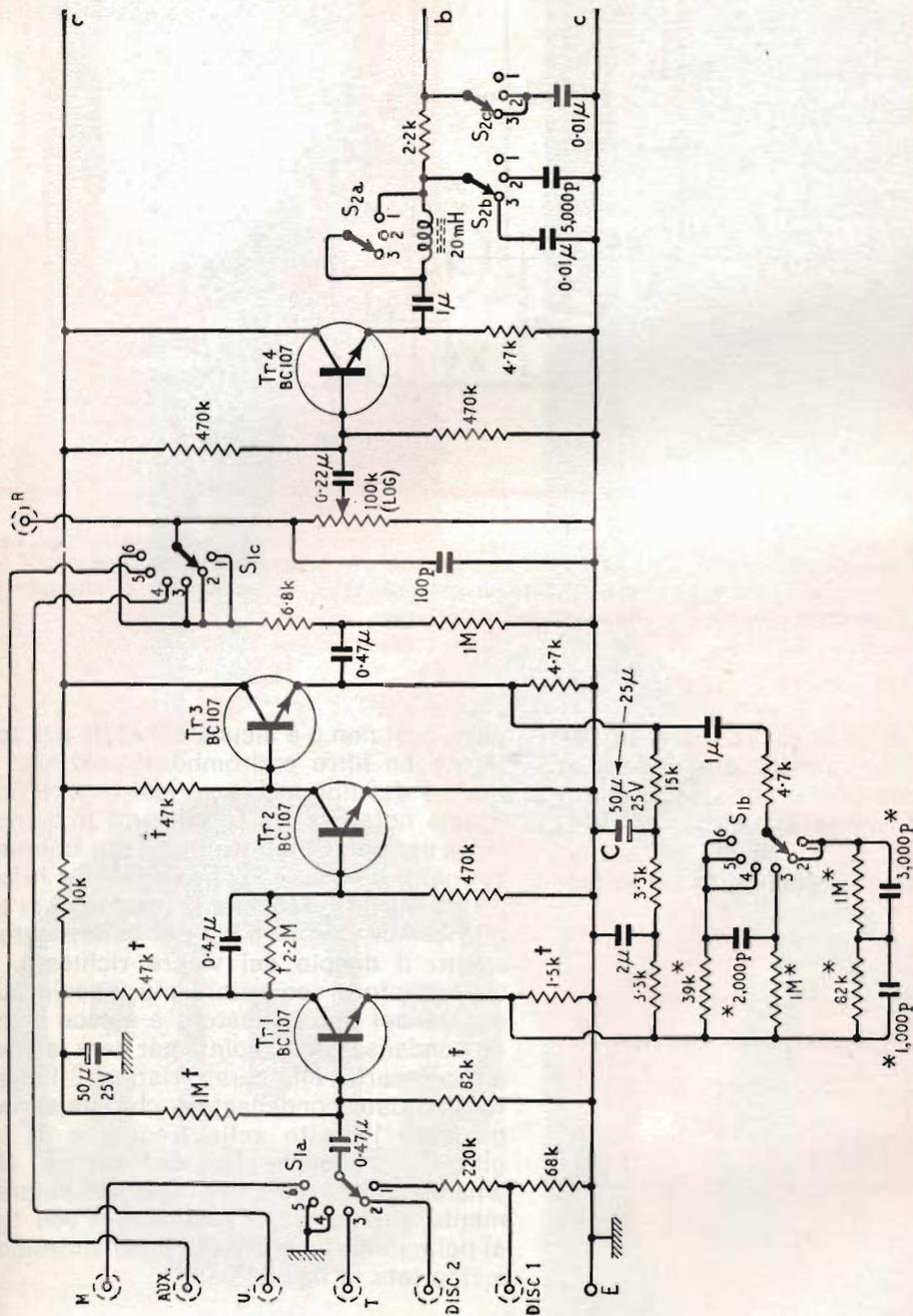



Fig. 3 - Schema elettrico del preamplificatore esclusi i circuiti di controllo di tono. M = microfono; U = sintonizzatore; T = registratore; R = uscita per registratore. Le posizioni del filtro per gli acuti S_2 sono: 1 - escluso; 2 - taglio a 9 kHz; 3 - taglio a 6 kHz. Il condensatore segnato con la lettera C può assumere il valore di 25 µF per il taglio alle frequenze più alte. Le resistenze segnate con una crocetta devono essere del tipo all'ossido metallico o a basso rumore, quelle segnate con l'asterisco devono avere una tolleranza del 5% o meglio del 2%.

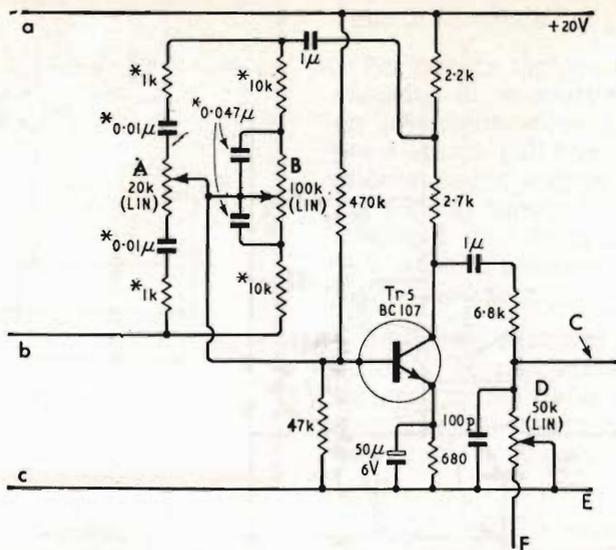



Fig. 3 a - Schema elettrico dei circuiti di tono dell'amplificatore. A = potenziometro degli acuti; B = potenziometro dei bassi; C = all'amplificatore di potenza; D = potenziometro di bilanciamento; F = al secondo canale verso l'ingresso dell'amplificatore.

Con filtri antirombo di reazione la frequenza di taglio è sensibile al guadagno nel sistema, così che è necessario che il guadagno non venga influenzato in nessun modo dalle variazioni dei transistor. Questo è effettuato dal circuito già sviluppato, così non c'è alcuna difficoltà nel collegare un filtro antirombo di reazione. Il filtro è del tipo a due sezioni avente uno spazio notevole fra le costanti di tempc delle sezioni. Un elettrolitico con tolleranza molto precisa è da preferire per la capacità elevata, sebbene la frequenza di taglio cambi solo di 5 Hz per condensatori aventi il doppio del valore richiesto. Il condensatore con valore più piccolo può essere del tipo poliestere e agisce come un condensatore di spinta per dare la massima linearità alla caratteristica. È l'effetto di questo condensatore che sfalsa largamente l'effetto sulla frequenza di taglio del condensatore elettrolitico. Gli amanti della precisione possono naturalmente sostituire gli elettrolitici con tipi al poliestere. La curva del filtro antirombo è riportata in fig. 4.

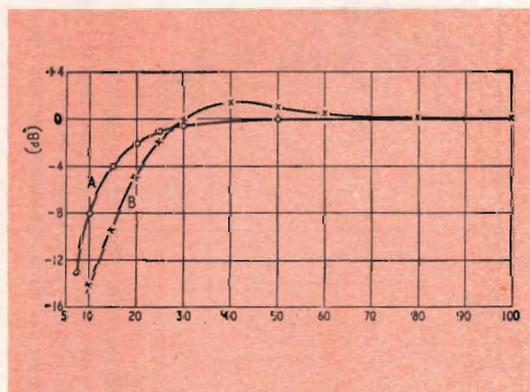



Fig. 4 - Caratteristiche del filtro antirombo. La curva A è stata ricavata con il condensatore di reazione C di fig. 3 da 50 μF, la curva B con il condensatore da 25 μF; in ascissa è riportata la frequenza in Hz e in ordinata il guadagno relativo in dB.

Controllo di tono

Il controllo di guadagno agisce subito dopo l'amplificatore della correzione dell'incisione così che la possibilità di so-

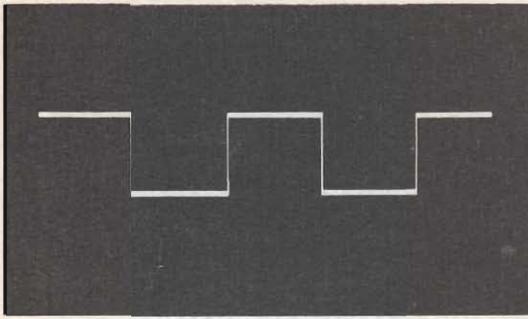



Fig. 5 - Risposta alle onde quadre a 1 kHz del circuito del controllo di tono posto in posizione lineare.

vraccarichi sono ridotte al minimo. Questo controllo alimenta un emitter follower Tr_4 in modo da ottenere una impedenza di uscita bassa. Questa bassa impedenza è necessaria per la reazione del controllo di tono perché altrimenti le caratteristiche del controllo di tono saranno dipendenti dalla presa del controllo di guadagno. La resistenza da 2,2 kΩ che alimenta il controllo di tono è necessaria per ottenere un pilotaggio bilanciato ai controlli. Con i controlli messi nella loro posizione media, tutta la banda passante è lineare, come si può vedere dalla risposta alle onde quadre mostrata in fig. 5. L'esaltazione e il taglio massimi disponibili sono riportati in fig. 6, e questo è molto più di quello richiesto per un impiego normale. La resistenza di carico del controllo di tono è separata, così che il circuito dà un guadagno totale di poco più di due volte. Si è fatto ciò in modo che il preamplificatore potesse dare un'uscita di 500 mV con una sensibilità d'ingresso di circa 3 mV.

Questa uscita è sufficiente per molti amplificatori a valvole e siccome il controllo di tono darà un'uscita indistorta di circa due volte, il preamplificatore sarà in grado di pilotare in pratica tutti gli amplificatori a valvole in modo soddisfacente. Se è richiesta un'uscita maggiore, allora è necessario collegare una piccola frazione della tensione sulla resistenza di carico di collettore al controllo di tono.

Filtro passa-basso

Il filtro degli acuti presenta qualche problema. Un filtro degli acuti è possibile sullo stadio del controllo di tono, ma le sue prestazioni sono allora dipendenti dalla posizione del controllo di tono degli acuti. Questo non dava risultati soddisfacenti.

Il filtro usato in pratica è un filtro LC seguito da un filtro RC. La risposta del filtro è mostrata in fig. 7. È prevista una scelta di due frequenze di taglio, essendo il condensatore usato per cambiare la fre-

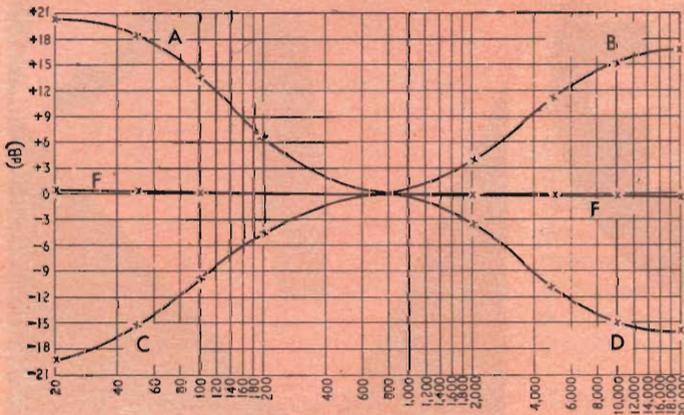
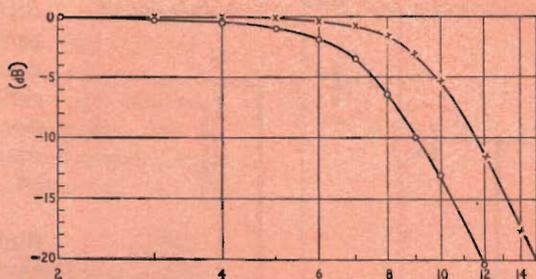



Fig. 6 - Caratteristiche del controllo di tono. In ascissa sono riportate le frequenze in Hz, in ordinata il guadagno relativo in dB. A = massima esaltazione dei bassi; B = massima esaltazione degli acuti; C = massimo taglio dei bassi; D = massimo taglio degli acuti; F = posizione lineare.

Fig. 7 - Caratteristiche del filtro degli acuti. In ascissa sono riportate le frequenze in Hz, in ordinata il guadagno relativo in dB; la curva segnata con la crocetta ha il taglio degli acuti a 9 kHz mentre quella segnata con il pallino a 6 kHz.

quenza di taglio. La risposta ai transienti alle onde lunghe è mostrata in fig. 8 e in fig. 9. L'induttanza è del tipo con nucleo di ferirte.

Dettagli pratici

La sensibilità del preamplificatore può essere cambiata molto facilmente cambiando il rapporto delle due resistenze sul collettore del transistor Tr_5 del controllo di tono. Facendo in modo che la resistenza totale di queste sia tenuta a circa 4,7 kΩ, allora l'uscita può essere diminuita a 250 mV o aumentata a un volt o più.

Sebbene il preamplificatore è per le frequenze audio c'è anche un notevole guadagno nella gamma delle radio frequenze. In particolare tutti i terminali di massa devono essere brevi, e ogni terminale, come pure i collegamenti d'ingresso che sono sensibili alla capacità dei pick-up, deve essere schermato.

La posizione « piatta » dei controlli di tono sarà esattamente nel punto elettrico centrale dei controlli. Questo può essere determinato da uno strumento, ma il metodo più semplice è quello di usare le onde quadre all'ingresso ausiliare. Usando un'onda quadra a 500 Hz le posizioni corrette sono trovate immediatamente.

L'induttanza di filtro degli acuti non è critica e qualsiasi valore di « Q » di circa 15 sarà adatto. Se vengono usate induttanze di ferrite su nuclei ad olla, allora il numero di spire richiesto è 4,5 volte il numero di spire specificato per un millihenry. Un filo smaltato-ricoperto è adatto e il passo sarà attorno a 0,22 mm. La dimensione del filo non è importante per queste applicazioni purché si possano mettere spire sufficienti sulla bobina.

I transistor impiegati hanno un guadagno di corrente e una frequenza di taglio elevati e allo stesso tempo un livello di rumore basso. I primi due stadi sono i

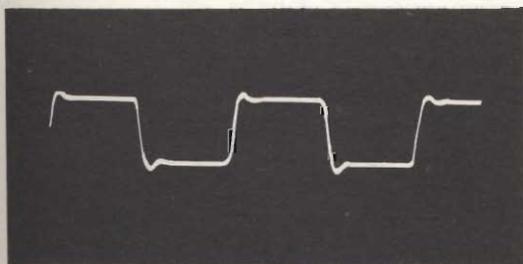



Fig. 8 - Risposta alle onde quadre del filtro degli acuti regolato per il taglio a 9 kHz (onda quadra a 1 kHz).

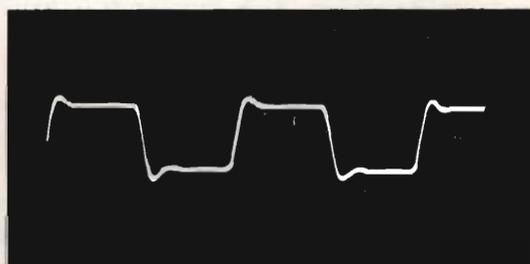



Fig. 9 - Risposta alle onde quadre del filtro degli acuti regolato per il taglio a 6 kHz (onda quadra a 1 kHz).

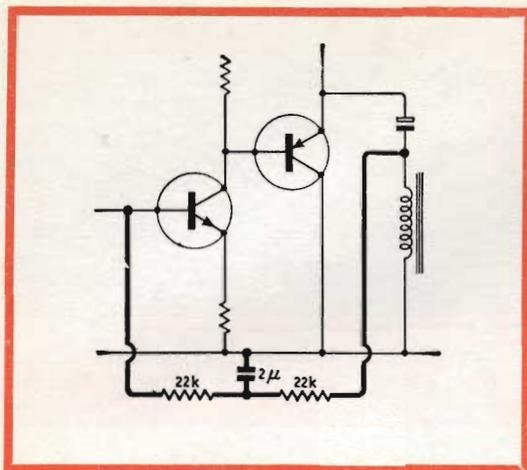



Fig. 10 - Modifica da portare all'amplificatore di potenza per l'impiego con un alimentatore a regolazione non precisa.

più critici per il rumore e anche per il guadagno. Gli altri stadi sono più tolleranti ma si consiglia di usare transistor n-p-n planari epitassiali al silicio.

Dopo varie prove si è trovato che il preamplificatore non aveva differenze notevoli in confronto con un buon apparecchio a valvole.

Questo preamplificatore non è il migliore progetto possibile, ma è stato progettato per dare le migliori prestazioni entro i limiti di un costo ragionevole.

Si deve ricordare che il progetto presentato non rappresenta una soluzione definitiva nel campo dei preamplificatori a transistor, ma rappresenta un modo per ottenere delle buone prestazioni con materiali abbastanza economici. Infatti i circuiti cambiano a seconda dei nuovi materiali messi in commercio; si è constatato però che il circuito riportato ha delle prestazioni considerevolmente migliori di altri circuiti normali.

Richiami all'amplificatore di potenza riportato nel numero scorso

1. Quando si ha un dissipatore di dimensioni non adeguate oppure c'è il rischio di una ventilazione inadeguata, la dissipazione nei transistor finali può essere approssimativamente dimezzata con segnali deboli. La riduzione necessaria nella corrente di riposo è ottenuta riducendo le resistenze di polarizzazione di base dei transistor finali da 5 Ω a 4 Ω.

Questo influenza la distorsione al centro banda di circa lo 0,03%, ma è poco probabile che si abbia un effetto udibile.

2. La stabilità alle basse frequenze può essere aumentata da due resistenze in serie da 22 kΩ collegate dal lato caldo del primario del trasformatore alla base del transistor BC 107. La giunzione di questi due transistor è portata a massa attraverso il condensatore da 2 μF. È molto improbabile che questa modifica sia necessaria a meno che l'alimentatore abbia delle caratteristiche molto scadenti.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Preamplificatore

Uscita : 500 mV_{eff}

Distorsione armonica con uscita di 500 mVeff : < 0,02%

Rumore : — 60 dB su tutti gli ingressi
— 80 dB per gli ingressi sintonizzatore e ausiliare

Ronzio : trascurabile con un buon cablaggio

Capacità di sovraccarico : 23 dB sull'intera gamma audio (infinita per ingressi sintonizzatore e ausiliare)

PRESTEL

il misuratore di campo

Indispensabile per:
Installazioni di antenne - Impianti collettivi centralizzati - Ricerca del segnale utile in zone critiche - Controllo resa materiali e antenne.

n. G.B.C. T/222

caratteristiche generali

Interamente a transistori - 6 transistori - 4 diodi - Alimentazione incorporata con pila 4,5 V - Autonomia 100 h circa - 1 Gamma UHF (470/860 Mc) - 3 Gamme VHF (40/230 Mc) - 2 Sensibilità (1000 μV f.s. e 50.000 μV f.s.) Massima sensibilità 20 μV - Sintonia rapida e fine indipendenti - Auricolare controllo auditivo - Piccolo, leggero, maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofanetto interamente metallico - Elegante e robusta custodia in cuoio - Dimensioni mm. 205 x 75 x 120 - Peso kg 1,100

lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore tv

PRESTEL s. r. l. - Piazza Duca d'Aosta, 6 - MILANO

Il misuratore di campo può essere acquistato presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.

Sensibilità	:	sintonizzatore	— 250 mV
		ausiliare	— 250 mV
		dischi	— 3 e 12 mV
		registratore	— 4 mV
		microfono	— 10 mV

Impedenza d'ingresso	:	47 kΩ per tutti gli ingressi esclusi sintonizzatore e ausiliario, questi variano fra 60 e 100 kΩ in quanto dipendono dalla posizione del controllo di guadagno
Equalizzazione dischi	:	caratteristica R.I.A.A. fra ± 1 dB
Filtro antirombo	:	vedere la fig. 4
Filtri passa basso	:	vedere la fig. 7
Controlli di tono	:	vedere la fig. 6

Amplificatore

Potenza d'uscita	:	20 W_{eff} continui su un carico di 16 Ω
Distorsione armonica	:	$<$ 0,1% a 20 W e 1 kHz aumentando a $<$ 0,4% a 20 kHz
Larghezza di banda	:	6 Hz ÷ 100 kHz (a 3 dB)
Ronzio e rumore	:	— 80 dB
Tempo di salita	:	$<$ 4 μs
Ingresso	:	500 mV_{eff}
Stabilità di carico	:	incondizionata
Protezione ai brevi cortocircuiti	:	limitazione automatica di corrente a 130% dell'uscita di picco; le dissipazioni elevate sono prevenute da un fusibile ad azione rapida.

ALFA

(Da « Wireless World » 6612)

CACCIA AI RUMORI NEI REGISTRATORI DI ALTA FEDELTA'

BASSA FREQUENZA

Parte II

In questa seconda parte dell'articolo ci soffermeremo sui rumori dovuti alla schermatura delle testine, alle testine difettose, alla magnetizzazione delle testine stesse, alla cancellazione insufficiente del nastro e alla sua qualità.

Schermatura della testina di riproduzione

La testina di riproduzione è generalmente racchiusa, in parte, in un contenitore in mumetal o altro materiale speciale studiato per evitare l'azione dei ronzii. Inoltre i complessi ad alta qualità hanno attorno alle testine una schermatura supplementare con una apertura larga esattamente per permettere il passaggio del nastro.

Negli latri impianti, un pezzo di mumetal o altro materiale di schermatura è spesso disposto sul supporto del pattino pressore; così quando il pattino è pressato contro la superficie della testina, questa schermatura protegge la superficie della testina contro gli effetti dei campi parassiti.

Come si vede sulla fig. 9, è possibile stabilire facilmente una schermatura di questo genere, quando non esiste già, impiegando del mumetal o anche un pezzo di acciaio al silicio lavorato oppure utilizzando una lamella del circuito magnetico di un vecchio trasformatore.

Se il ronzio raccolto dalla testina di lettura proviene dal motore o dal trasformatore d'alimentazione, è ugualmente possibile rimediare a questa situazione mettendo una schermatura attorno all'elemento pericoloso; esso può essere costituito di mumetal, di lamelle di acciaio al silicio o di rame.

Le testine difettose

Un certo numero di testine di riproduzione comportano due avvolgimenti, che permettono di sopprimere i ronzii raccolti dalla testina, quando non sono montate in modo conveniente. Se per una ragione qualunque, questi avvolgimenti non sono più in equilibrio, l'effetto prodotto è imperfetto e può anche dar luogo a un insieme di ronzii, si possono anche avere dei cortocircuiti negli avvolgimenti e si può ovviare a ciò sostituendo la testina.

La sostituzione delle resistenze

Molti dei rumori parassiti, rilevati alle frequenze elevate, e suoni sibilanti sono

dovuti a delle imperfezioni delle resistenze. Un contatto imperfetto delle particelle delle resistenze a carbone producono dei minuscoli archi interni e di conseguenza, delle tensioni parassite di rumore. La sostituzione delle resistenze imperfette può dare dei risultati interessanti, soprattutto nei due primi stadi di preamplificazione.

Le resistenze a filo sono le migliori sotto questo aspetto ma sono anche le più costose. E' possibile migliorare il rapporto segnale/rumore utilizzando delle resistenze di alta qualità che possono essere buone come quelle a filo ma meno costose. Le resistenze a deposito di carbone sono tuttavia raccomandate, a causa del rumore di fondo ridotto che producono.

Certi modelli producono dei rumori molto bassi e, di conseguenza, sono raccomandabili; un gran numero di altri tipi sono molto meno soddisfacenti e non sono superiori a dei tipi molto meno costosi.

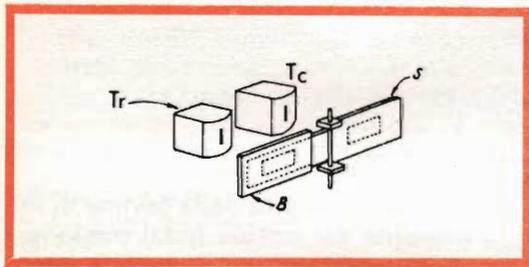



Fig. 9 - Metodo di schermatura della testina di riproduzione. T_r = testina registrazione-riproduzione; T_c = testina di cancellazione; S = supporto del pattino pressore; B = schermatura in mumetal incollata sul supporto del pattino pressore dal lato opposto alle testine.

Non è sempre necessario adottare delle resistenze speciali per ridurre il rumore di fondo e si possono utilizzare semplicemente delle resistenze di tipo abituale, ma di potenza ammissibile relativamente maggiore. Così, al posto delle resistenze da 0,5 W utilizzate abitualmente, per esempio, nei circuiti a valvole, si possono impiegare delle resistenze da 2 W.

Smagnetizzazione delle testine

Quando si costruisce un registratore, le testine non sono magnetizzate, ma le oscillazioni elettriche modulate comportano dei transitori che presentano delle forme non simmetriche nei momenti di picco e si possono produrre dei fenomeni transitori asimmetrici diversi al momento dell'avviamento e dell'arresto. L'accumulo di questi fenomeni aumenta a poco a poco la magnetizzazione rimanente della testina; ne risulta un aumento di livello di rumore di fondo dell'ordine di qualche dB, e anche un leggero aumento della distorsione proveniente dalla seconda armonica.

Ciascuna volta che il nastro registrato è utilizzato per la riproduzione, un rumore di fondo si aggiunge così, in qualche modo, sotto forma di una magnetizzazione delle testine. Al momento della registrazione, ugualmente, una testina magnetizzata presenta una componente continua che contiene un rumore di modulazione sul nastro, che è dovuto a un difetto di uguaglianza del rivestimento e del supporto del nastro stesso.

Gli smagnetizzatori permettono di assicurare un effetto efficace sotto questo rapporto ed allora tutti gli elementi metallici suscettibili di essere alimentati si trovano in prossimità della pista magnetica possono determinare l'introduzione di rumori parassiti. È così in particolare per gli ingranaggi dentati e le guide dei proiettori nei tamburi dei riproduttori sonori, i dischi pressori, i pattini pressori che possono appoggiare sulla pista magnetica e determinare delle variazioni di magnetizzazione.

Per smagnetizzare i piccoli pezzi metallici, si è ricorso con successo a dei ferri elettrici modificati da 250 a 500 W ed equipaggiati con delle bobine speciali montate al posto del pannello del ferro. Si possono utilizzare diversi tipi di bobine secondo gli impieghi richiesti; una bobina con 6 mm di diametro con filo da 14/10 è sufficiente per smagnetizzare le testine magnetiche, per gli avvolgimenti è sufficiente utilizzare del filo di rame isolato.

Lo smagnetizzatore sotto tensione non deve evidentemente essere avvicinato a una bobina di smagnetizzazione o a una bobina registrata. Prima del trattamento delle testine, si pongono le estremità dei pezzi polarizzati contro la testina di regi-

strazione, dopo la messa in tensione dello smagnetizzatore e si dispongono questi pezzi su tutta la superficie della testina, durante circa un secondo solamente, lasciando l'apparecchio sotto tensione, poi si toglie progressivamente e lentamente la smagnetizzazione dalla testina e si toglie la corrente. È la separazione graduale che assicura la riproduzione del ciclo di isteresi, che diminuisce lentamente di dimensioni.

Cancellazione insufficiente

Il rumore di fondo è costituito da un segnale udibile indesiderabile e può dunque essere prodotto da una cancellazione insufficiente della registrazione precedente, questo si ha per l'azione imperfetta della testina di cancellazione, o per delle ragioni meccaniche o elettriche.

Si può così incriminare una costruzione difettosa dell'elemento, un corto-circuito dell'avvolgimento, un difetto dell'oscillatore e dei suoi componenti, che danno una corrente ultrasonora insufficiente e, infine, una frequenza dell'oscillatore ultrasonoro troppo elevata, perchè più la frequenza è elevata meno, all'inizio, la cancellazione è efficace.

La ricerca di questi difetti consiste nel controllare il tubo o il transistor oscillatore, nella loro sostituzione e se è possibile, nel regolare la frequenza di oscillazione, in modo da ridurla leggermente; questo può assicurare un risultato più soddisfacente.

Quindi, quando la frequenza di polarizzazione viene modificata, ne può risultare una modifica dell'intensità di corrente che agisce sulla testina di cancellazione e, di conseguenza, una modifica indesiderabile della risposta in frequenza e della distorsione.

Echi e sovrapposizioni

Certi nastri magnetici possono produrre degli effetti di eco attraverso la massa stessa del supporto, ciò che determina l'introduzione di rumori di fondo particolari. Questo inconveniente è evitato impiegando dei nastri di buona qualità e diminuendo i livelli di registrazione e conservando i nastri registrati in un locale che non sia troppo caldo e dove non ci siano campi magnetici prodotti da motori, trasformatori e in generale, tutti i circuiti percorsi da correnti alternate.

Anche se l'amplificatore non produce che un rumore di fondo molto basso, si possono constatare dei soffi e dei rumori molto facili da rilevare all'ascolto, ma che, al contrario, sono molto meno apparenti all'oscilloscopio. Questi rumori parassiti sono dovuti essenzialmente al nastro stesso, essi possono provenire da cause puramente meccaniche e in questo caso, essi sono intesi direttamente senza provenire dall'altoparlante, oppure sono determinati da cause elettroacustiche e sono rivelate dagli altoparlanti.

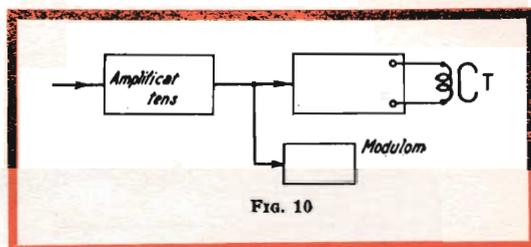



Fig. 10 - La perdita del livello si può produrre anche dopo il modulometro. A = amplificatore di tensione; M = modulometro indicante il livello di registrazione; T = testina di registrazione.

Se il nastro è troppo secco e ha perso la sua patina lubrificante, esso può produrre un rumore fastidioso e molto acuto quando passa sulla testina; questo rumore può direttamente essere registrato sul nastro magnetico, di modo che si estende al momento della riproduzione sotto una forma ancora più accentuata e amplificata dall'amplificatore stesso.

Questo rumore del nastro può essere evitato facendo ricorso a un nastro la cui superficie è perfettamente pulita e lubrificata, da una lubrificazione conveniente con delle sostanze adatte delle testine, delle guide e dei pattini pressori.

Il cambio delle parti difettose di un nastro il cui supporto ha subito delle deformazioni o comporta delle giunzioni effettuate male, può permettere di apportare un notevole miglioramento.

In seguito, questi difetti possono così più o meno, essere accentuati dall'amplificatore e dall'altoparlante che tende ad accrescere questo genere di ronzii sulla gamma da 3000 a 5000 Hz. Si può arrivare così a far ricorso a dei controlli di tono e a dei circuiti di filtro, provando a ridurre una certa gamma di suoni acuti, per sopprimere così tutte le note brillanti e naturali dell'ascolto.

Le curve standard di compensazione utilizzate possono così rendere il problema più difficile; per esempio a delle velocità di 19 cm/secondo, si cerca spesso di ottenere una riduzione degli acuti dell'ordine di 10 dB al momento della riproduzione fra 1000 e 15.000 Hz.

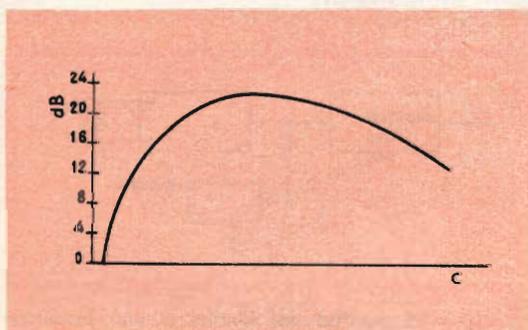



Fig. 11 - Curva del livello in dB (in ordinata) in funzione della corrente di polarizzazione (in ascissa).

Ma, in certi amplificatori, si considera una riduzione molto meno importante dei suoni acuti, e si constata anche un notevole rinforzamento che ha per effetto di amplificare questo ronzio. È così che su degli apparecchi, nei quali il rinforzamento necessario per compensare le perdite sui suoni acuti al momento della registrazione, è assicurato, in parte, al momento della registrazione e, in parte, al momento della riproduzione, invece di essere effettuata interamente al momento della registrazione.

Precisione della regolazione del modulatore

Questa regolazione presenta una importanza essenziale nel caso considerato; tutto ciò fa determinare una modifica del rapporto segnale disturbo. Nel modo più semplice si può registrare un nastro a livello massimo che può sembrare ammissibile, a giudicare dalle sue qualità da una riproduzione immediata o ulteriore, e in seguito, provare successivamente dei livelli di registrazione più elevati.

Se non si possono effettuare delle registrazioni soddisfacenti con la regolazione del controllo di guadagno al di la del primo livello limite considerato, si può dedurre un certo difetto di calibrazione del modulometro.

Il punto per il quale si constata della distorsione non è sempre fissato con precisione unicamente a orecchio, ma certi ascoltatori sono meno difficili di altri.

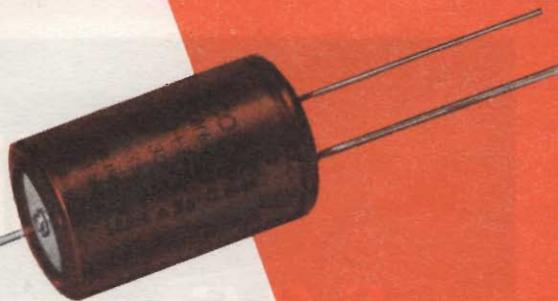
Un altro procedimento consiste nel confrontare il livello di riproduzione ottenuto con un nastro preregistrato, con il livello ottenuto con un nastro registrato dallo amatore stesso. Se sembra che quest'ultimo venga riprodotto a un livello più basso, è possibile constatare un difetto di calibrazione del modulometro.

Una registrazione effettuata a un livello troppo debole non è sempre un sintomo assoluto del difetto del modulometro; esso può prodursi, come si vere sulla fig. 10, in una perdita di livello del segnale registrato in un punto del montaggio posto dopo il modulometro stesso. È così per un tubo o un transistor difettoso nell'ultimo stadio collegato alla testina di registrazione e una testina difettosa può così produrre delle perdite di questo genere.

Qualità del nastro e corrente di polarizzazione

Il livello di registrazione ottenuto con un registratore determinato non dipende solamente dagli elementi dell'apparecchio e dalla testina magnetica, ma dal nastro stesso e si possono constatare spesso delle differenze dell'ordine di 6 - 8 dB, secondo i tipi di nastri che producono delle perdite variabili nella risposta in alta frequenza. In ogni modo, l'utilizzazione di un nastro con livello elevato assicura un certo miglioramento.

La polarizzazione della testina di registrazione è anche un fattore essenziale già

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di
condensatori elettrolitici
FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C
Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche
FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI
VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

indicato prima; più la corrente di polarizzazione è alta, più la distorsioine è debole, all'inizio, in modo tale che diventa possibile registrare una magnetizzazione più intensa per un dato grado di distorsione e, finalmente, ne risulta un aumento del rapporto segnale-disturbo.

L'inconveniente è dovuto all'aumento delle perdite nella risposta in alta frequenza quando questa corrente aumenta; per esempio per una velocità di 19 cm/s o inferiore, è difficile aumentare molto questa corrente al di la di un certo limite.

D'altro canto, se la corrente di polarizzazione è ridotta in modo apprezzabile, essa può determinare una riduzione del livello del segnale registrato sul nastro senza tener conto della distorsione.

Inoltre, la distorsione aumenta quando si riduce la polarizzazione, in modo tale che è necessario diminuire ugualmente il livello del segnale per evitare un aumento della distorsione (fig. 11). È anche importante evitare una riduzione della corrente di polarizzazione al di sopra di un valore normale; questo espediente è talvolta impiegato per mantenere la risposta in frequenza all'estremità della gamma dei suoni acuti.

La corrente di polarizzazione avrà anch'essa un'influenza sulla purezza della forma d'onda del segnale, che deve idealmente essere considerata come sinusoidale; se questa forma diventa asimmetrica, ne risulta un rumore di fondo che si può controllare così con un oscilloscopio.

Su alcuni registratori, sempre più rari, esiste un dispositivo di regolazione che permette di equilibrare l'oscillatore producendo la corrente di polarizzazione in modo da ridurre l'assimmetria e il rumore. Un apparecchio di questo genere comporta generalmente delle testine di registrazione e di riproduzione separate, in modo tale che è possibile effettuare la regolazione durante il controllo immediato della riproduzione della registrazione sul nastro.

(Da « Le Haut-Parleur » 6609)

REALIZZAZIONE DI UN PROVATRANSISTOR DIODI-DIODI ZENER

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Transistor dello stesso tipo possono presentare delle caratteristiche nettamente differenti. Per questo motivo si possono trovare, su transistor forniti dallo stesso fabbricante e misurati nelle stesse condizioni, dei guadagni di corrente con emettitore comune, molto diversi fra loro. Questo mostra l'utilità di un apparecchio per la misura dei transistor, che permette di verificare e di selezionare qualsiasi tipo di transistor con la più grande facilità.

Il provatransistor qui descritto, permette la misura diretta delle correnti di fuga di tutti i transistor. Esso permette anche di effettuare la misura del guadagno in corrente, nel montaggio a emettitore comune, dei transistor di bassa e di media potenza per delle correnti di base diverse, all'occorrenza di 10 - 100 μA; come pure la misura del guadagno in corrente, nello stesso montaggio, di transistor di potenza, per una corrente di base di 1 mA.

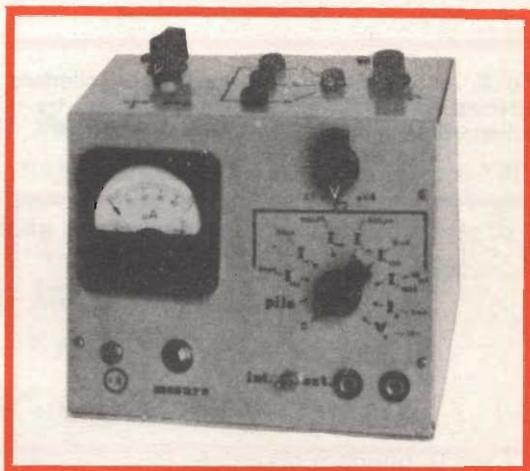
Infine, una semplice commutazione permette la misura per lettura diretta delle tensioni di Zener dei diodi regolatori.

GENERALITÀ

A proposito delle correnti di fuga

Un transistor è caratterizzato dalle sue tre correnti di fuga I_{cbo}, I_{cs} e I_{ceo}, la cui conoscenza è importante se si vuole utilizzare il transistor al meglio delle sue possibilità.

I_{cbo}: è la corrente che si misura quando si applica la tensione V_b di batteria fra il collettore e la base con l'emettitore non collegato (fig. 1).

I_{cs}: maggiore di I_{cbo}, è ottenuta applican-

Realizzazione pratica del provatransistor; si può vedere la disposizione degli organi di comando sul pannello frontale.

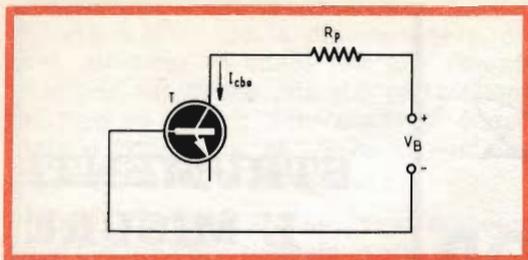



Fig. 1 - La corrente I_{cbo} è la corrente di collettore ottenuta applicando la tensione di batteria fra la base e il collettore, con emettitore aperto.

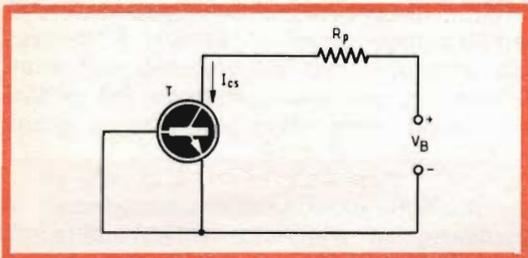



Fig. 2 - La corrente I_{cs} è la corrente di collettore ottenuta applicando la tensione di batteria fra il collettore e la base alla quale si è collegato l'emettitore.

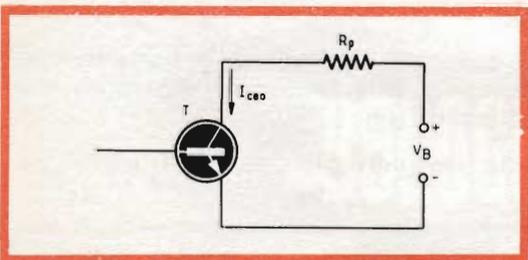



Fig. 3 - La corrente I_{ceo} è la corrente di collettore ottenuta applicando la tensione di batteria fra il collettore e l'emettitore, con la base aperta.

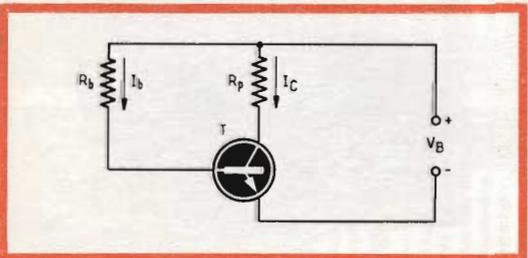



Fig. 4 - Per la misura del guadagno in corrente nel montaggio a emettitore comune, si invia alla base del transistor una corrente I_b e si misura il valore di corrente di collettore corrispondente.

do la tensione V_b di batteria fra il collettore e la base alla quale è pure collegato l'emettitore (fig. 2).

I_{ceo}: la tensione della batteria è allora applicata fra l'emettitore e il collettore con la base non collegata (fig. 3).

Queste correnti di fuga, deboli per dei transistor al silicio (dell'ordine di qualche nanoampere) sono però più elevate nel caso di transistor al germanio, dove la I_{ceo} può raggiungere diverse centinaia di microampere. Inoltre, essa aumenta considerevolmente con la temperatura; la I_{cbo} raddoppia ogni 10 °C per transistor al germanio e ogni 7 °C per quelli al silicio. La conoscenza di queste tre correnti è dunque importante e la si utilizzerà nel modo seguente:

Per l'utilizzazione in commutazione, si sceglieranno dei transistor che presentano una debole I_{ceo}.
Per l'utilizzazione in amplificatori RF, la nostra scelta si porterà su dei modelli che presentano un basso rapporto I_{cs}/I_{cbo}.

A proposito del guadagno in corrente (montaggio a emettitore comune: EC)

Il guadagno in corrente (montaggio EC) è la grandezza che meglio caratterizza un transistor, così che la sua conoscenza è spesso necessaria. Si misura il β medio, poco diverso dal β dinamico, inviando alla base dei transistor una corrente I_b data e notando il valore della corrente di collettore corrispondente (figura 4). Questo guadagno essendo funzione della corrente di base, noi lo misureremo per diversi valori di questa stessa corrente di base. Tuttavia, per i transistor di potenza ci limiteremo alla misura del guadagno in corrente per un solo valore di corrente di base, alfine di non imporre alla pila un assorbimento eccessivo.

A proposito dei diodi Zener

Se non si dispone dei cataloghi dei vari costruttori, è spesso impossibile conoscere la tensione di Zener di un diodo regolatore, non essendo il riferimento riportato sul contenitore del diodo abbastanza esplicativo. Inoltre, diodi dello stesso tipo possono presentare una elevata

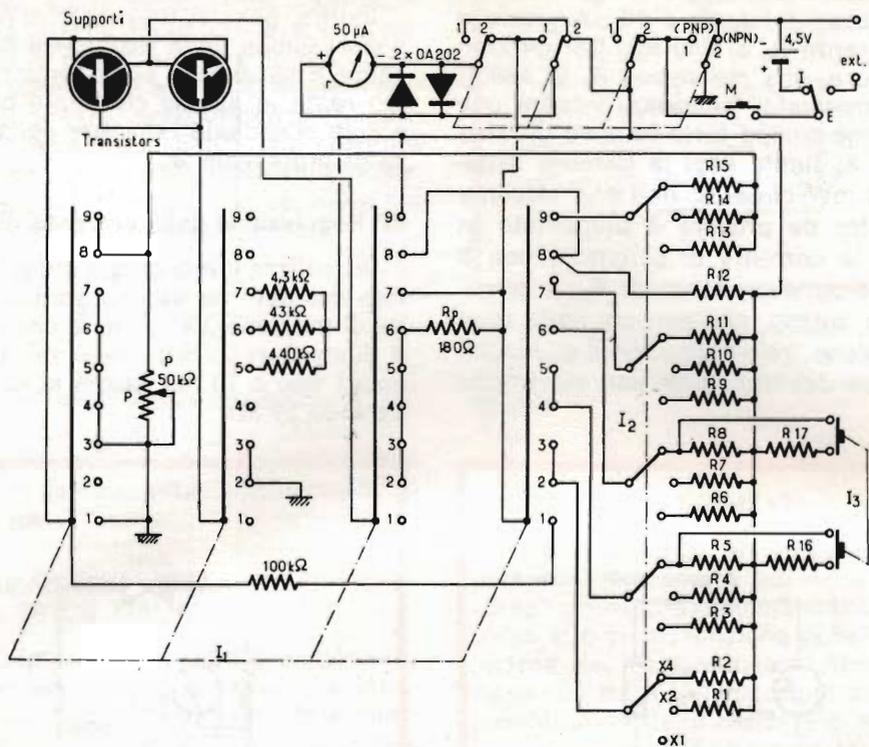



Fig. 5 - Schema di principio completo del provatransistor. Le posizioni 8 e 9 del commutatore I_1 sono riservate alla misura di tensione di zener dei diodi regolatori. M = pulsante di misura; ext = sorgente esterna.

dispersione (tolleranza del 15 % o più, sulla tensione di Zener).

Grazie a qualche elemento supplementare, noi avremo così la possibilità di misurare con precisione, la tensione di Zener di qualsiasi diodo regolatore.

DESCRIZIONE DELL'APPARECCHIO

Lo schema di principio è rappresentato nella fig. 5. Un commutatore I_1 a 9 posizioni, realizza i collegamenti necessari per la funzione esaminata, e commutando simultaneamente il galvanometro sulla sensibilità conveniente permette di effettuare 9 misure differenti che sono:

1) **Verifica della tensione della pila**

Il galvanometro, con sensibilità di 50 µA, è montato come voltmetro ai capi della pila, secondo il montaggio di fig. 6.

2) **Misura della I_{cbo}**

Si realizza il montaggio di fig. 1

3) **Misura di I_{cs}**

Il montaggio realizzato è quello di fig. 2

4) **Misura di I_{ceo}**

Il circuito di misura è quello della fig. 3.

5) Misura di I_c per I_b = 10 μA

Si realizza il montaggio di fig. 4. La corrente di base è fissata a 10 μA grazie a una resistenza R_b di 440 kΩ. Nel circuito di collettore, una resistenza R_p di 180 Ω evita ai transistor di bassa potenza una dissipazione troppo forte in caso di falsa manovra. Si limita così la potenza dissipata a 33 mW circa. Si noti che siccome il transistor da provare è alimentato in corrente, la corrente di collettore non è modificata dalla presenza di R_p, a condizione, ben inteso, che non sia nella zona di saturazione, vale a dire che il guadagno in corrente del transistor non sia troppo elevato.

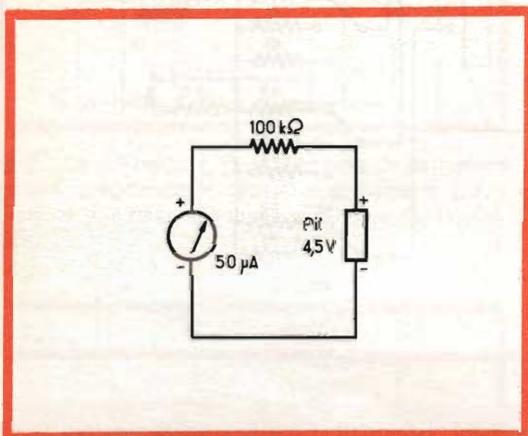



Fig. 6 - Montaggio del galvanometro per la verifica della tensione della pila.

6) Misura di I_c per una corrente di base di 100 μA

Il montaggio è identico al precedente, ma la resistenza R_b è portata a 43 kΩ, valore leggermente inferiore al valore teorico, alfine di tener conto della caduta di tensione base-emettitore di 0,2 V circa.

7) Misura di I_c per una corrente di base di 1 mA

Questa settima misura è riservata ai transistor di potenza, perchè la resistenza di protezione R_p non esiste più. La soppressione di questa resistenza si spiega dal fatto che se la corrente di base è di 1 mA, il transistor sarà in saturazione anche se il suo guadagno in corrente nel montaggio EC non è che di 15 o 20.

Inoltre, per dei transistor di potenza, la soppressione della resistenza R_b non presenta alcun danno. Lo schema di montaggio resta lo stesso che sulle posizioni 7 e 8 se si esclude l'assenza della resistenza di protezione R_p.

8) Regolazione della corrente di Zener

Si realizza il montaggio di fig. 7, alimentato dall'esterno da una sorgente ausiliaria di tensione. La corrente che attraversa il diodo è regolabile da 0 mA (o pressapoco) fino a 10 mA grazie al potenziometro P da 50 kΩ.

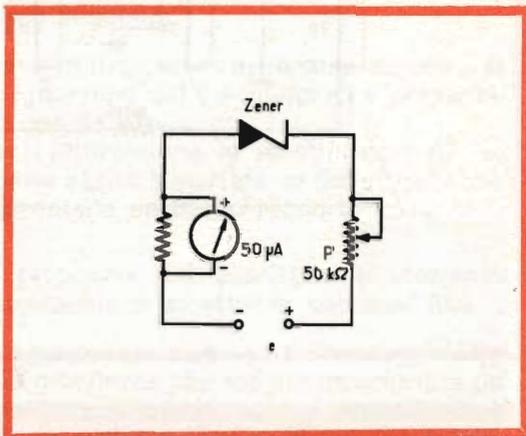



Fig. 7 - Il potenziometro P permette di regolare la corrente I_z che attraversa il diodo Zener; e = sorgente di tensione esterna.

9) Misura della tensione di Zener

Si realizza il montaggio rappresentato nella fig. 8; la corrente che percorre il diodo è quella scelta sulla posizione 8. La tensione di Zener è dunque letta direttamente sul galvanometro montato come voltmetro.

SENSIBILITÀ DIFFERENTI

Come si è visto precedentemente, il commutatore di funzione stabilisce non solamente i collegamenti necessari a ciascuna misura, ma ancora modifica la funzione e la sensibilità del galvanometro come è più conveniente a ciascun punto di misura.

Le resistenze addizionali, indispensabili per realizzare quest'ultima commutazione, sono evidentemente funzione della resistenza interna del galvanometro. In generale, se la resistenza interna del galvanometro utilizzato è **r**, e se si vuole misurare con questo galvanometro (munito della sua resistenza shunt) una corrente I per la completa deviazione dell'indice. la resistenza R da mettere in parallelo sul galvanometro è data dalla formula:

$$R = \frac{50\ \mathbf{r}}{I - 50}$$

dove I è espressa in microampere.

Questa formula è valida naturalmente solo per un galvanometro la cui sensibilità sia di 50 μA.

DETERMINAZIONE DELLA RESISTENZA INTERNA DI UN GALVANOMETRO

Se si è in possesso di un galvanometro di cui non si conosce la resistenza interna, essa può essere facilmente determinata con le piccole manipolazioni seguenti.

Il galvanometro è collegato ai capi di una pila da 4,5 V, per mezzo di un potenziometro da 100 kΩ montato come resistenza variabile e regolato per ottenere la deviazione completa dell'indice (fig. 9). Si collega poi ai capi del galvanometro, un potenziometro da 5000 Ω circa, ugualmente montato come resistenza variabile e che sia regolato in modo che l'indice non devi che a metà della scala. La resistenza interna del galvanometro è allora uguale al valore della resistenza collegata ai suoi capi.

MOLTIPLICAZIONE DELLE SCALE

Allo scopo di estendere le possibilità dell'apparecchio e la precisione delle misure, un commutatore I_2 a 3 posizioni permette di moltiplicare la lettura per 1, 2 e 4 su tutte le posizioni (eccetto la 1 e la 2).

Inoltre, un pulsante I_3, funzionante solo quando I_2 è sulla posizione x 4, permette di rimoltiplicare la lettura per 2 sulle posizioni 4, 5 e 6 del commutatore di funzione, ossia una moltiplicazione totale per otto.

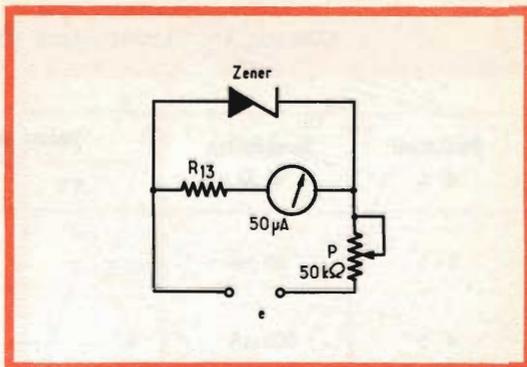



Fig. 8 - Il galvanometro è montato come voltmetro ai capi del diodo, alfine di misurare la tensione di Zener di quest'ultimo; e = sorgente di tensione esterna.

VALORE DEGLI ELEMENTI

I valori di tutte le resistenze serie o parallelo, necessarie per ottenere le diverse sensibilità dell'apparecchio, sono, come si è visto, funzione della resistenza interna del galvanometro. Abbiamo così riassunto tutte le indicazioni utili alla determinazione delle resistenze nella tabella 1, **r** rappresenta sempre la resistenza interna propria del galvanometro utilizzato.

REALIZZAZIONE PRATICA

Come mostra la fig. 10, l'insieme degli elementi è stato montato su un piccolo telaio la cui parte frontale è leggermente inclinata. Il commutatore principale I_1, det-

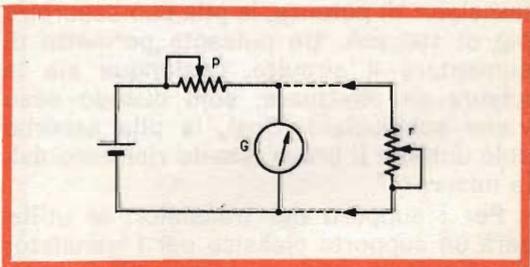



Fig. 9 - Misura della resistenza interna di un galvanometro. Grazie al potenziometro P, si porta l'indice del galvanometro al massimo della deviazione, poi si collega alle prese di G una resistenza variabile che si regola per avere una deviazione metà della precedente. La resistenza interna del galvanometro è uguale al valore della resistenza collegata alle sue prese.

TABELLA 1 - VALORE DELLE RESISTENZE SECONDO LA SENSIBILITÀ

Posizioni di I_1	Sensibilità di G	Valori delle resistenze corrispondenti			
		X 1	X 2	X 4	X 8
2 - 3	50 μA	—	$R_1 = r$	$R_2 = \frac{r}{3}$	—
4 - 5	500 μA	$R_3 = \frac{r}{9}$	$R_4 = \frac{r}{20}$	$R_5 = \frac{r}{40}$	$R_{16} = \frac{r}{40}$
6	5 mA	$R_6 = \frac{r}{100}$	$R_7 = \frac{r}{200}$	$R_8 = \frac{r}{400}$	$R_{17} = \frac{r}{400}$
7	5 mA	$R_9 = \frac{r}{1000}$	$R_{10} = \frac{r}{2000}$	$R_{11} = \frac{r}{4000}$	—
8	50 mA	$R_{12} = \frac{r}{100}$	—	—	—
9	10 V	R_{13} = 200 kΩ	R_{14} = 400 kΩ	R_{15} = 800 kΩ	—

to di funzione, è un modello a 4 vie e 9 posizioni, mentre I_2 comprende 5 vie e 3 posizioni. La commutazione P-N-P e N-P-N è ottenuta grazie a un commutatore a 2 posizioni e 4 vie. Un semplice interruttore permette di alimentare il montaggio sia con una pila da 4,5 V, incorporata nell'insieme, sia con una sorgente di tensione esterna per la misura delle tensioni di Zener.

Per alcune misure, e specialmente per la misura del guadagno in corrente dei transistor di potenza, la pila può assorbire più di 100 mA. Un pulsante permette di alimentare il circuito, qualunque sia la misura da effettuare, solo quando esso viene schiacciato. Così, la pila assorbe solo durante il breve istante richiesto dalla misura.

Per i supporti dei transistor, si utilizzerà un supporto classico per i transistor di piccola e media potenza e tre prese comuni per i transistor di potenza. I terminali corrispondenti di ciascun tipo di supporto saranno collegati insieme. Infine, per le resistenze R_9, R_{10} e R_{11} di valore basso, si utilizzerà del filo resistente che si taglierà alla lunghezza conveniente prima di avvolgere su un piccolo supporto.

PRESENTAZIONE

Sulla faccia anteriore, preferibilmente rivestita di vernice isolante grigia, si scriveranno le indicazioni necessarie, di preferenza con l'aiuto delle lettere autoadesive che permettono di dare un'eccellente finitura all'apparecchio. Le indicazioni relative al commutatore di funzione potranno essere disposte come mostra la fig. 11. Così si può constatare che ciascun punto di misura è fornito di due distinte indicazioni: la prima che indica la misura realizzata, e la seconda che indica su quale sensibilità è commutato il galvanometro durante la misura. Una tale disposizione è molto comoda e permette di avere una scala unica sul quadrante del galvanometro.

Il cablaggio non comporta alcun problema particolare. Si avrà interesse di riunire tutte le resistenze su una stessa piastrina alfine di avere un cablaggio più raccolto e di eliminare al massimo i rischi di corto-circuito.

Nota
E' evidente che quando si misura un diodo Zener, il collegamento del diodo sarà di-

verso a seconda che sia nella posizione P-N-P o N-P-N perchè queste due posizioni corrispondono a delle polarità opposte. Così si sceglierà una posizione preferenziale del commutatore P-N-P o N-P-N, posizione che si utilizzerà quando si deve misurare un diodo Zener e che si segnerà con la lettera Z. Parallelamente se si indicheranno i sensi di collegamento dei diodi, fra le prese per collettore ed emettitore dei supporti dei transistor, con il disegno simbolico di un diodo con l'anodo dalla parte dell'emettitore o dalla parte del collettore, a seconda che si sarà scelto per posizione preferenziale la posizione N-P-N o quella P-N-P.

MISURA DELLE CORRENTI DI FUGA

Dopo aver posto il transistor sul suo supporto, si verifichi la tensione della pila e si ponga il commutatore N-P-N, P-N-P sulla posizione conveniente, si commuti I sulle posizioni 2, 3 e 4 dove si ottiene, per semplice lettura, il valore delle tre correnti di fuga. Per dei transistor al silicio, queste tre correnti sono molto deboli (dell'ordine di qualche nanoampere), e non provocheranno in generale, alcuna deviazione apprezzabile dell'indice. Questa particolarità è interessante, perchè essa permette di differenziare facilmente i transistor al germanio dai transistor al silicio.

MISURA DELLE CORRENTI DI COLLETTORE

Transistor di bassa e media potenza

Si passa sulle posizioni 4 e 5, dove si misurano le correnti di collettore per delle correnti di base di 10 μA e di 100 μA.

Transistor di potenza

Si passa sulla posizione 6 e si rileva il valore della corrente di collettore per una corrente di base di 1 mA.

MISURA DEL GUADAGNO DI CORRENTE (montaggio EC)

Il valore del guadagno si deduce dalle misure precedenti. Per una corrente di base data, esso è il rapporto della corrente di collettore I_c, diminuito di I_{ceo} del transistor considerato, diviso per la corrente di base I_b:

$$\beta = \frac{I_c - I_{ceo}}{I_b}$$

Si nota che, nel caso di transistor al

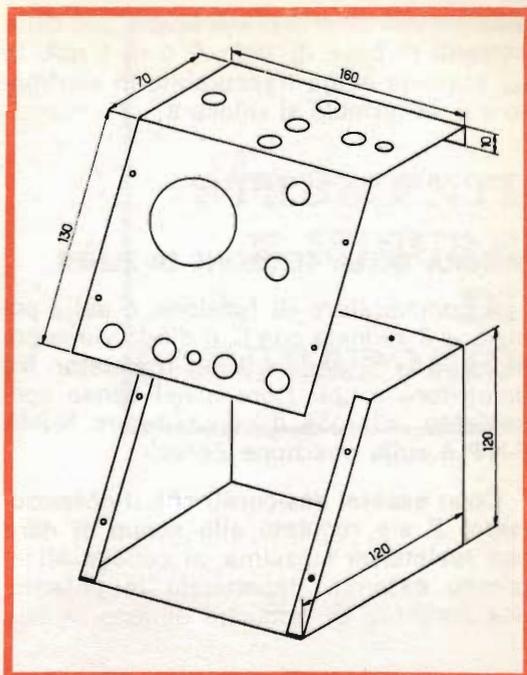



Fig. 10 - Il telaio comprende due elementi distinti, ma la forma e le dimensioni dell'insieme non sono dati che a titolo indicativo

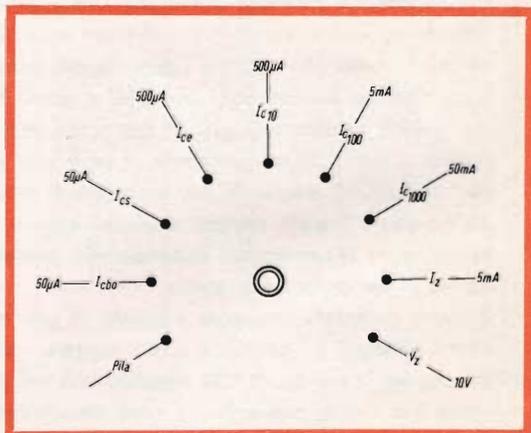



Fig. 11 - Indicazioni relative al commutatore di funzione, riprodotte sul pannello frontale dell'apparecchio.

silicio o nel caso in cui si lavora con delle correnti di base di 100 μA o di 1 mA, la I_{ceo} essendo allora trascurabile in confronto a I_c, la formula si riduce a:

$$\beta \simeq \frac{I_c}{I_b}$$

MISURA DELLA TENSIONE DI ZENER

Il commutatore di funzione è sulla posizione 8 segnata con I_z, il diodo viene posto su uno dei supporti per transistor, fra emettitore e collettore e nel senso conveniente, allorchè il commutatore N-P-N, P-N-P è sulla posizione Zener.

Dopo essersi assicurati che il potenziometro P sia regolato allo scopo di dare una resistenza massima, si collega all'ingresso esterno, rispettando le polarità, una sorgente di tensione almeno uguale alla tensione di zener da misurare. Si agisce allora sul potenziometro P perchè la corrente che attraversa il diodo sia dell'ordine di qualche milliampere, poi, senza toccare le regolazioni precedenti, si passa sulla posizione 9 dove si ottiene la tensione di Zener per semplice lettura.

Come ci si può rendere conto, questo provatransistor, anche se molto semplice, sarà di grande aiuto a tutti coloro che utilizzano quotidianamente i transistor.

Una costruzione senza difficoltà, una messa a punto quasi nulla, un prezzo ragionevole, sono elementi in favore di questo piccolo apparecchio che darà sicuramente molte soddisfazioni a tutti coloro che ne intraprenderanno la costruzione.

F. T.

(Da « Radio-Constructeur »)

Cinque milioni di italiani hanno ricevuto (o riceveranno presto) i nuovi elenchi telefonici: hanno aperto il volume alla pagina corrispondente al loro nome, hanno controllato che tutto fosse in regola e lo hanno riposto rassicurati e soddisfatti. Centinaia di colonne di nomi e di numeri saranno docilmente a loro disposizione per tutto l'anno, in un'allucinante e perfetta sinfonia di cifre: 18 milioni di righe si sono allineate al loro posto, ad onta di un milione e trecentomila variazioni di utenze registrate nel 1966: 10 milioni di elenchi finiranno felicemente sugli appositi scaffali, pronti a saltare nel cestino della carta straccia fra un anno, incalzati dai loro più aggiornati successori. Non tutti sanno che l'Italia, oltre ad avere una densità telefonica ormai di tutto rispetto sul piano europeo (12 telefoni ogni 100 abitanti; 22 ogni 100 abitanti in Liguria) è uno dei pochi Paesi che aggiorni i suoi elenchi annualmente. Gli utenti di Parigi, ad esempio, dispongono di nuovi elenchi ogni due anni e quelli di Mosca ogni cinque anni.

Per questo colossale lavoro di aggiornamento e di stampa non basta più, ormai, la mano dell'uomo. L'uomo, in questo come in tanti altri campi, si limita ormai a organizzare le linee direttrici dell'attività, lasciando alle macchine la veloce e sicura realizzazione pratica.

Anche dietro i nostri elenchi telefonici appare la sagoma del calcolatore elettronico; la SEAT infatti ne ha recentemente installato uno presso la sede centrale di Torino, potenziando notevolmente il suo centro elettronico.

Il nuovo potente calcolatore è dotato di una memoria magnetica capace di contenere 14 milioni di informazioni elementari e può « leggere » 90 mila caratteri al secondo, corrispondenti a quattro pagine di elenco: il che significa che nel giro di tre ore, cioè nel tempo in cui un uomo leggerebbe una rivista, può scorrere allegramente tutte le 34 mila pagine degli elenchi telefonici italiani.

MISURA DI FREQUENZA CON L'AIUTO DEL DIAPASON

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Riportiamo nel presente articolo delle notizie, che riteniamo interessanti. sui diapason, sulla loro costituzione e sui loro vari impieghi.

Un diapason è un blocco di metallo provvisto di due parti mobili. Il diapason è stato inventato nel 1711 da un suonatore di tromba, l'inglese John Shore, che lo utilizzava per verificare il timbro della sua tromba primitiva. Più che trattarsi di una applicazione nel campo della frequenza, si può veramente dire che il diapason è uno dei più vecchi elementi vibranti impiegati per la misura di frequenza. A quei tempi, con delle forme non ancora perfette, i diapason venivano utilizzati come campioni, in fisica, da grandi fisici come Helmholz, Lissajous, Lord Rayleigh e altri. Nel 1878, Edison utilizza il diapason per delle prove di telegrafia multipla.

Dopo di allora, i diapason sono stati utilizzati in una quantità di apparecchi come: orologi di precisione, apparecchi per la calibrazione di campioni, orologi di riferimento, sistemi di conteggio, apparecchi di telegrafia, registratori magnetici, contatori di tempi per satelliti, dispositivi di guida, spettrometri e strumenti di geofisica.

Mantenimento delle vibrazioni di un diapason

I primi impieghi dei diapason furono ristretti perché non si sapeva come tratte-

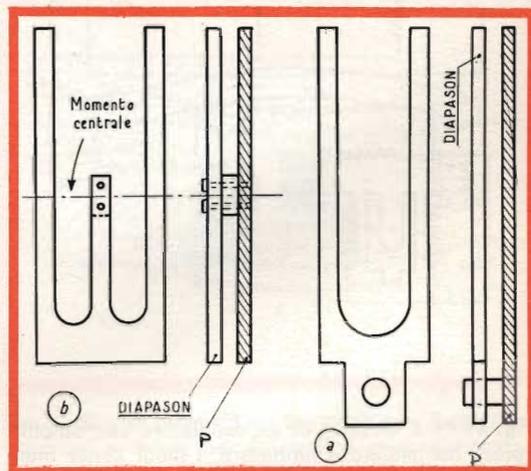



Fig. 1 - In a, il montante di fissaggio esterno classico e in b il montante interno più moderno. P = = piastra di fissaggio.

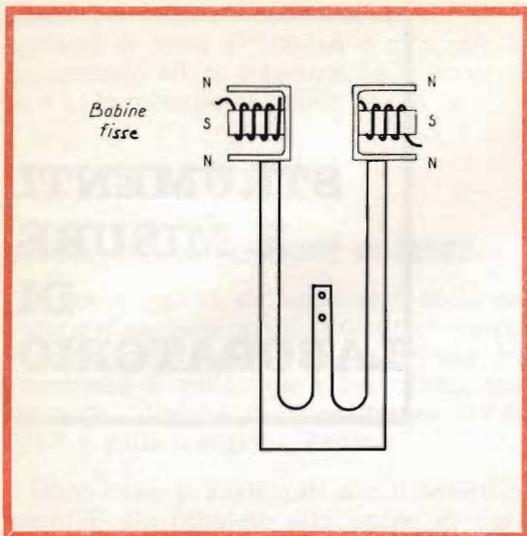



Fig. 2 - Comando dinamico per mezzo di due bobine fissate che provocano la vibrazione del diapason alla sua frequenza naturale.

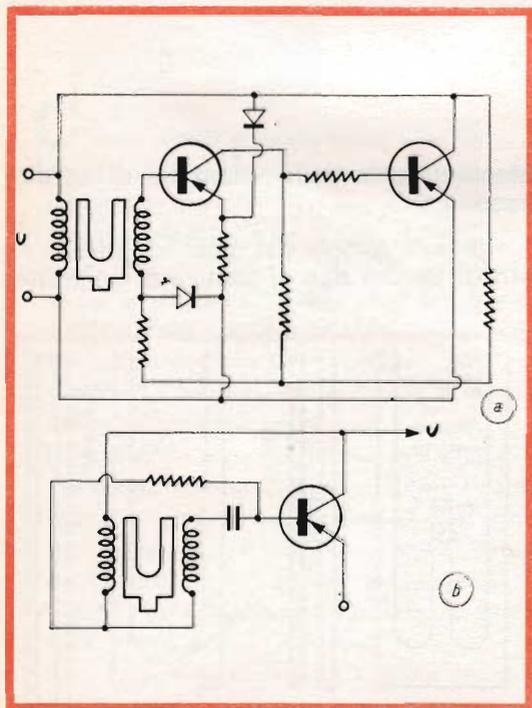



Fig. 3 - In a, circuito di un oscillatore con amplificatore comandato e limitatore. I diodi Zener mantengono la potenza d'attacco costante con grande precisione. In b, per delle tolleranze maggiori, ci si accontenta di un amplificatore a un solo transistor. U = uscita.

nere le vibrazioni, questo fino a quando Helmholtz non mise a punto una tecnica che utilizzava un dispositivo con un contatto e una bobina che dava buoni risultati in laboratorio, ma non nella pratica degli impieghi comuni.

Edison stesso, utilizzò un semplice cicalino per il mantenimento delle vibrazioni.

Un miglioramento di questo dispositivo consiste nell'impiego di un piccolo microfono a carbone che aziona una bobina mobile di comando.

Per mantenere le vibrazioni gli organi captatori e di pilotaggio devono essere strettamente accoppiati al diapason. Attualmente, questo si fa utilizzando un trasduttore magnetico per il captatore e uno per il pilotaggio.

Il trasduttore consiste in un magnete all'interno di una bobina posta vicino al braccio vibrante. Le variazioni di flusso dovute alle vibrazioni producono un segnale nel captatore (fig. 2). Inversamente, un segnale applicato a un altro trasduttore, anch'esso posto vicino al braccio, può mantenere il movimento.

Un amplificatore adeguato, collegato fra i due, porta il diapason a vibrare alla frequenza di risonanza. Il guadagno richiesto per un tale amplificatore è di 10 ÷ 50 dB, secondo il tipo di diapason.

Il diapason comincia a oscillare quando gli viene applicata la potenza; a causa del rumore nel circuito, l'oscillazione può raggiungere il 90% del suo valore finale in circa Q oscillazioni.

La frequenza di un diapason varia leggermente con l'ampiezza; questo, proprio a causa del debole effetto del campo dei magneti sul radiatore del diapason. Per delle precisioni elevate, la potenza di comando è mantenuta costante per mezzo del diodo Zener, controreazione o comando automatico di guadagno. Per le tolleranze più piccole, può essere sufficiente un semplice amplificatore (fig. 3).

Gli altri procedimenti per il mantenimento delle oscillazioni di un diapason che sono stati impiegati o lo sono ancora, sono: sistemi elettrostatici, magnetostrittivi, piezoelettrici-pneumatici e, il più efficiente di tutti, l'elettrodinamico.

Il procedimento elettrodinamico è il più efficiente di tutti, per il fatto del suo accoppiamento fra il circuito e le « braccia » in movimento. In questo metodo di comando, le bobine sono fisse e il sistema di magneti è mobile. Con certi materiali, l'impiego di questo tipo di comando fa che la potenza richiesta sia inferiore a 6 μW, essa è sufficientemente piccola perchè possa funzionare per più di un anno con una piccola batteria interna. Si è trovato così una delle più semplici e delle più diffuse applicazioni dei diapason.

Gamme di frequenza possibili nel montaggio con diapason

I diapason permettono in modo generale, di lavorare da 60 Hz a circa 8000 Hz. Alcuni costruttori però producono dei diapason che permettono di lavorare da 40 Hz a 25.000 Hz, questa è la più larga gamma di frequenze che si sia ottenuta.

La frequenza di lavoro di un diapason è determinata dalle dimensioni dei suoi bracci. La frequenza è direttamente proporzionale allo spessore dei bracci e inversamente proporzionale alla lunghezza (fig. 4). L'altra dimensione h non ha nessuna relazione con la frequenza, tranne quando i bracci sono caricati da pesi, per delle applicazioni su frequenze basse. Normalmente, un diapason per frequenze alte è lungo e un diapason per frequenze basse è corto. Un diapason per 1000 Hz può avere una lunghezza di 500 mm e un diapason per 40 Hz, di 25 mm solamente, se questa dimensione ridotta è veramente necessaria.

Normalmente, i diapason sono sollecitati in modo che essi possano vibrare secondo il metodo fondamentale. Quindi, per delle frequenze elevate, si lavora col metodo « overtone ». Così si può generare una tensione di frequenza di circa 6 volte quella che darà il metodo fondamentale. In questo caso, si ha un pezzo di metallo con 4 parti mobili (fig. 5). Un diapason che lavora a 25 kHz secondo questo modo ha una lunghezza inferiore a 25 mm. Alcune esperienze sono state fatte con circa 17 e 35 volte la fondamentale, senza, tuttavia, applicazioni pratiche.

Il Q di un diapason dipende dal materiale nel quale è tagliato, dalle sue dimen-

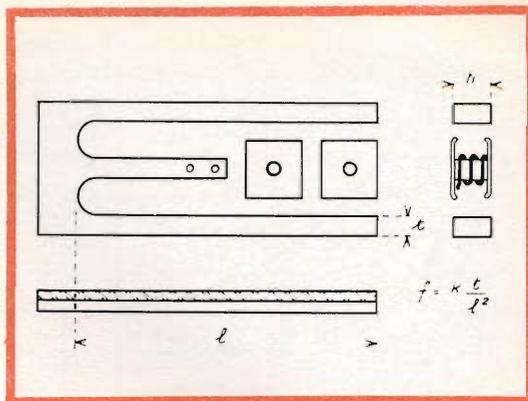



Fig. 4 - La frequenza propria del diapason è determinata dalle dimensioni dei suoi bracci. Essa è direttamente proporzionale allo spessore e inversamente proporzionale alla lunghezza.

sioni e dal processo utilizzato per il mantenimento delle oscillazioni. Alcuni diapason fatti con una certa lega a base di alluminio possono raggiungere un valore di Q doppio di quello di un diapason prodotto da una lega a base di nickel; si presenta però l'inconveniente di avere un coefficiente di variazioni di frequenza in funzione della temperatura, molto grande.

Alcuni diapason in invar raggiungono dei valori di Q dell'ordine di 25.000 nel vuoto, quando sono sollecitati da un sistema elettrostatico.

Quindi, in pratica, a causa dello smorzamento causato dagli elementi di comando

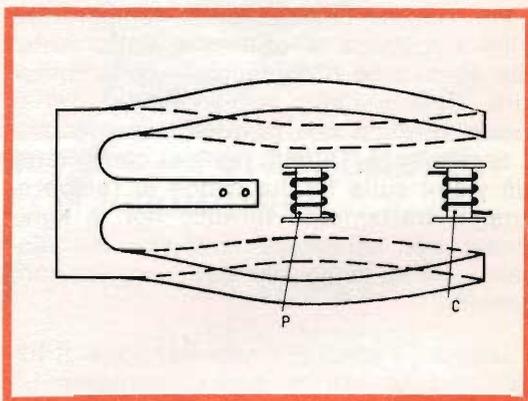



Fig. 5 - Si può ottenere un diapason con frequenze superiori a quelle per le quali è stato dimensionato facendolo funzionare secondo il metodo « overtone ». È possibile ottenere così una frequenza il cui valore è sei volte quella della fondamentale. P = bobina pilota; C = bobina captatrice.

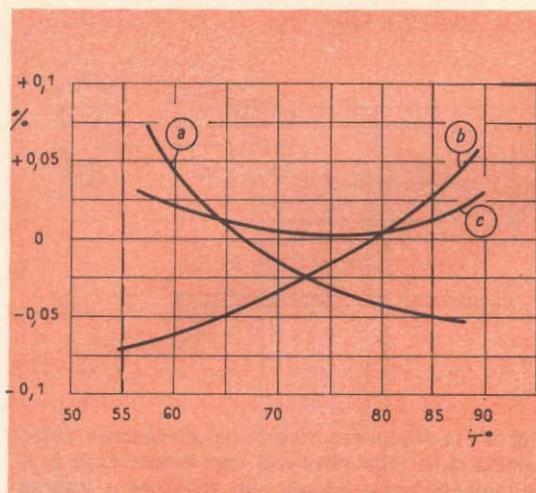



Fig. 6 - Curve della variazione della frequenza propria in funzione della temperatura. In a, diapason non compensato in acciaio al carbonio; in b, diapason non compensato in acciaio al nickel; in c diapason bimetallico.

e di captazione, il Q di un diapason è normalmente dell'ordine di 5000.

Effetti dovuti alla temperatura

Per un diapason tagliato in un blocco d'acciaio, la variazione di frequenza dovuta alle variazioni di temperatura è dell'ordine di 1/10.000 per grado centigrado. A 1000 Hz un diapason in acciaio, per esempio, può variare di 5 Hz per una variazione di temperatura di 50 °C.

Per ridurre l'effetto della temperatura sulla frequenza si utilizzano delle leghe che abbassano il coefficiente di temperatura. Queste leghe subiscono un trattamento termico che permette di regolare il coefficiente. Quindi, per dei coefficienti più vicini sulle larghe bande di temperatura, il trattamento termico non è sufficiente per estendere l'impiego dei diapason nelle leghe per delle applicazioni generali.

Uno dei metodi di compensazione utilizzato risiede nell'impiego di diapason bimetallici. Essi consistono in una lamella d'invar a coefficiente positivo e una lega d'acciaio a coefficiente negativo. Il coefficiente può allora essere regolato tagliando una lamella o l'altra. Una modifica dello spessore dell'invar di 0,025 mm cambia il valore del coefficiente di circa un millesimo per grado centigrado. Questa modifica delle dimensioni ha solo un leggero effetto sulla frequenza. Una curva tipo, rappresentante le variazioni di frequenza in funzione della temperatura presenta solamente una leggera curvatura (fig. 6).

Attualmente, le tolleranze temperatura/ /frequenza sono di 0,02 nella gamma MIL (U.S.A.) delle temperature e ± 0,001 per la gamma delle temperature che si possono riscontrare nei locali di lavoro. Delle tolleranze più rigorose si possono raggiungere se non si bada a un elevato aumento del prezzo.

Una sorgente d'errore che si riscontra raramente è il cambiamento della frequenza del diapason dovuto a una differenza di posizione. La pesantezza influisce su un diapason in modo differente a secondo che i suoi bracci siano girati verso il basso o verso l'alto. Nel secondo caso, la pesantezza fa si che la frequenza del diapason sia più bassa.

L'importanza dell'errore dovuto allo spostamento dei bracci dalla posizione orizzontale alla posizione verticale è un valore che varia in ragione dell'inverso della lunghezza del diapason e inversamente al quadrato della frequenza espressa in kHz:

$$\text{Errore} = \frac{K}{l\,f^2}$$

la questione posizione non pone dei problemi nella maggior parte delle applicazioni.

Se ci si preoccupa solo della rotazione in un solo piano, si monti il diapason in modo che esso giri unicamente attorno al suo asse; ciò permette di evitare degli errori. Se esso si deve disporre in tutti i piani, l'impiego di un diapason di frequenza più elevata, con un divisore di frequenza alla frequenza desiderata, può ridurre l'errore dovuto alla posizione ad un valore ammissibile.

Nel caso di applicazioni militari, commerciali, per lo spazio, i diapason sono spesso soggetti a urti e a vibrazioni. Fra tutti gli strumenti, i diapason (e i bracci in particolare) sono, per natura i più sensibili a queste perturbazioni. Sotto l'in-

fluenza di urti e di vibrazioni, i due bracci si possono mettere a vibrare in modo parassita, in fase, in aggiunta alla vibrazione normale fuori fase.

Quindi, ponendo le bobine fra i bracci, la bobina captatrice può tendere ad annullare la tensione captata a causa del movimento in fase del braccio e questo riduce la componente desiderata all'uscita. Un beneficio supplementare è che i due bracci sono comandati in una volta contrariamente a quello che si ha quando, in generale, si eccita solamente un braccio.

Un altro passo avanti è stato l'impiego del montaggio interno invece dell'abituale montaggio esterno. L'interesse è dato dal fatto che il diapason è montato nel suo momento centrale.

Questa combinazione riduce l'effetto degli urti e delle vibrazioni di circa 5 volte. Inoltre, la lunghezza del diapason è più piccola. Per esempio un diapason per 400 Hz di questo tipo può lavorare con un minimo di perturbazioni in uscita subendo degli urti notevoli.

Un isolamento apprezzabile può essere ottenuto con l'impiego di un materiale ammortizzante e della schiuma di plastica. Quando si hanno dei problemi delicati dovuti alle vibrazioni, si ottiene un aiuto sostanziale aumentando l'ampiezza di spostamento dei bracci, si migliora così il rapporto segnale/disturbo. Ne risulta una leggera perdita nelle caratteristiche di stabilità. I diapason per frequenze elevate sono molto meno sensibili alle vibrazioni, un diapason da 3 kHz può produrre una tensione parassita trascurabile.

Invecchiamento

Esattamente come un cristallo di quarzo, si può applicare al diapason un processo di invecchiamento. L'invecchiamento di un diapason nuovo è molto rapido all'inizio e diventa asintotico da tre mesi a un anno per i diapason temperati; delle temperature moderatamente alte e basse producono un invecchiamento accelerato di modo, che con un altro invecchiamento, un elemento può dare un risultato confrontabile con quello della sua durata finita.

POTENZIOMETRI • POTENTIOMET RS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • P ENCIOMETROS

una vasta gamma di tipi standard a strato di carbone e a filo

modelli speciali per ogni esigenza

per l'industria: Giradischi e cambiadischi monofonici, stereofonici e per Hi-Fi • Cartucce piezoelettriche • Macchinario elettricc

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA - NEW YORK/N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

Delle prove di durata registrate per 15 anni hanno permesso di verificare che l'invecchiamento è asintotico. Queste prove hanno mostrato così la lunga durata di vita dei diapason.

Quando sono richieste delle regolazioni precise, la frequenza può essere regolata per mezzo di un sistema di comando di fase.

Nuovi impieghi dei diapason

Nel corso degli ultimi due anni, una società americana ha sviluppato dei diapason da impiegare come modulatore di luce e come generatore di fasci di energia per un apparecchio elettro ottico. Facendo delle alette sui bracci, si ottiene un oscillatore a luce. Degli elementi ottici come specchi, filtri, lenti e altri possono essere montati su uno o su due bracci per diversi impieghi. Virtualmente, tutto lo spettro delle onde e l'energia molecolare possono essere trattate. L'oscillatore ottico viene utilizzato per far vibrare del CO_2 nelle cabine spaziali o sottomarine. Questi oscillatori sono anche stati impiegati nel sistema di navigazione spaziale del progetto Apollo.

Un altro impiego del diapason si ha nei sistemi ottici, esplorazione ottica per torsione (fig. 7), i due bracci sono portati a girare attorno ai loro assi e questi, in opposizione di fase; una caratteristica dei diapason a torsione è l'assenza di errore dovuta alla posizione. Qui, di nuovo, la larghezza, la lunga durata di vita, la bassa potenza hanno interessato i fabbricanti di apparecchi ottici. Il diapason è utilizzato per l'esplorazione avanti e indietro per mezzo di un fascetto luminoso.

Quando si desidera impiegare un diapason o un oscillatore a diapason in una applicazione particolare, si deve presentare un certo numero di esigenze; l'importanza di una rispetto alle altre dipende evidentemente da circostanze particolari. Quando la frequenza richiesta è inferiore o uguale a 25 kHz, il diapason è molto indicato. In questa gamma, un diapason è in generale più resistente di un quarzo. Il diapason è montato rigidamente, i componenti sono poco numerosi e in generale meno critici e l'invecchiamento può essere previsto. Una sicurezza di funzionamento del 90% per 2000 ore non è un caso straordinario.

Se la stabilità è $\pm$ 0,001% almeno, un diapason è più semplice e meno costoso. Quando è importante che le dimensioni siano piccole, un diapason che fornisce una frequenza udibile è più piccolo di un cristallo con un circuito demoltiplicatore. Un oscillatore a diapason può avere un peso dell'ordine di 30 grammi. I diapason possono anche lavorare nelle gamme di temperatura che escludono l'impiego di altri elementi. Una società americana ha costruito dei diapason che possono lavorare a 300 °C a 3 km sotto terra per delle ricerche petrolifere.

(Da « Electronique Professionnelle » 6702)

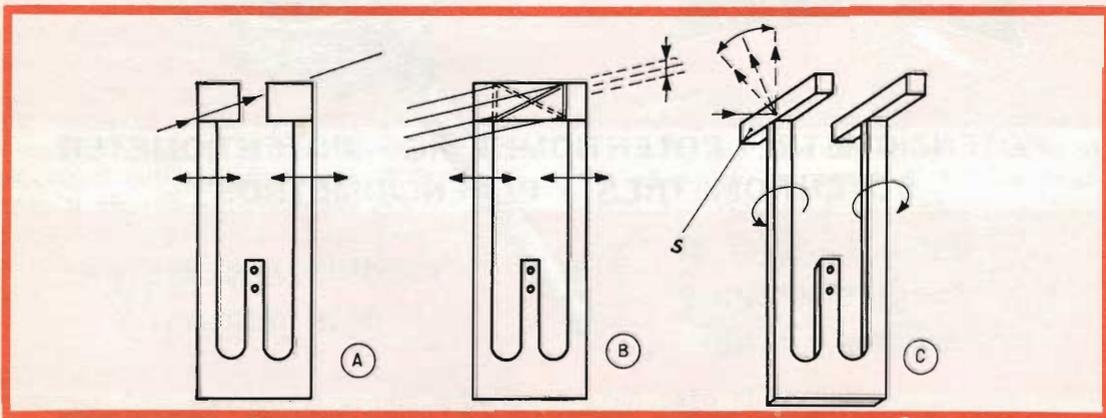



Fig. 7 - In A, oscillatore a luce, delle alette sono fissate sui bracci del diapason, in B la disposizione delle fessure disposte in diagonale fra i bracci compie una azione di esplorazione. In C, si hanno dei bracci ruotanti attorno al loro asse in opposizione di fase, si produce una esplorazione ottica senza l'intervento di errori di posizione. S = superficie riflettente.

SEMPLICE RICEVITORE PER FUNZIONAMENTO CON BASSA TENSIONE

Riportiamo un semplice progetto di radioricevitore adatto a funzionare con cuffia oppure con altoparlante previa opportuna modifica nello stadio finale. Esso può essere alimentato da una pila a bassa tensione o da un complesso di cellule solari.

Il ricevitore personale che stiamo per descrivere è stato progettato in origine come giocattolo per ragazzi. Questo poneva certe restrizioni nel progetto. Un ricevitore per ragazzi deve essere di semplice funzionamento e questo vuol dire eliminare i circuiti di reazione variabile e ogni altra regolazione complessa.

Esso rende necessaria anche una sintonia preregolata. Un altro fatto importante è che i ragazzi si di menticano di spegne-

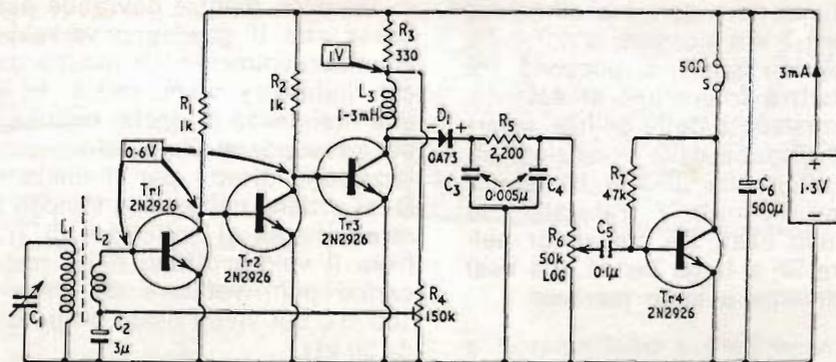



Fig. 1 - Schema elettrico completo del ricevitore. Le tensioni riportate nei rettangoli sono misurate con uno strumento in c.c. ad alta resistenza e rispetto al polo negativo della batteria. I resistori possono essere del tipo al 10% di tolleranza e da 0,1 W. Il rapporto spire di L_1/L_2 è circa 15 per il funzionamento sulle onde medie. s = auricolare da 50 Ω.

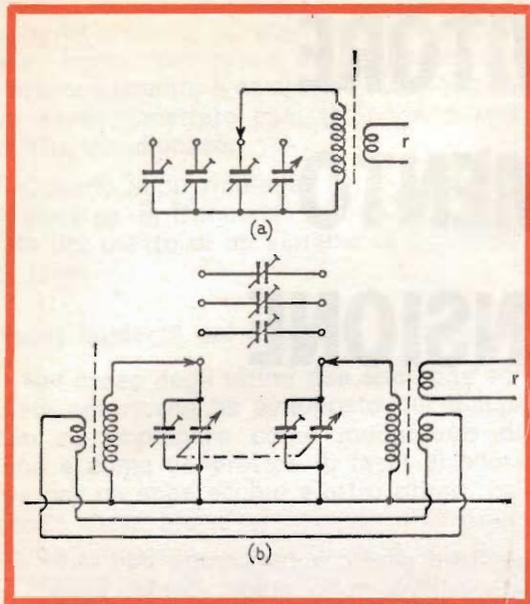



Fig. 2 - Circuiti di commutazione per la combinazione delle posizioni presintonizzati e sintonizzabili: a) solo a sintonia singola; b) sintonia singola su stazione presintonizzata, passa-banda sintonizzato sulla posizione sintonizzabile. r = al ricevitore.

re il loro apparecchio. Dovendo scartare il funzionamento a corrente di rete per i pericoli ad esso legati, questo significa la necessità di usare una batteria a lunga durata di basso costo oppure nessuna batteria mantenendo il consumo basso. Nel nostro progetto, il ricevitore è stato progettato per funzionare con una alimentazione di circa 1,3 V e siccome la corrente richiesta è di soli 3 mA, si possono anche usare quattro fotocellule al selenio. Il buon funzionamento delle cellule solari naturalmente dipende dalle condizioni atmosferiche. Il circuito di alta frequenza adottato non risparmia i transistor, in quanto vengono usati tre transistor nell'amplificatore RF a larga banda, ma essi sono relativamente a buon mercato.

Essi eliminano però i trasformatori a frequenza intermedia e le noiose regolazioni per il loro allineamento. Con un'antenna formata da un bastoncino di ferrite di 15 cm, si ottiene una sensibilità molto buona specialmente nella banda delle onde medie, e mentre la selettività ovviamente lascia un po' a desiderare, l'apparecchio può essere usato sulla maggior parte delle stazioni potenti. Una radio alimentata con batterie solari dovrà funzionare spesso all'aperto in pieno sole, e sarà esposta quindi al caldo. La cosa più semplice da fare in relazione alla deriva termica, è quella di impiegare transistor al silicio e questi sono da preferire in ogni modo, in un amplificatore a larga banda, mentre il loro costo per megahertz di frequenza di taglio è minore di quello dei transistor al germanio. Anche i transistor normali al germanio a lega e diffusione non lavorano bene a 1,3 V a causa della loro alta tensione al « ginocchio ».

Il circuito è molto semplice come si può vedere dalla fig. 1. Un vantaggio è dato dal fatto che i transistor planari al silicio si prestano molto bene all'accoppiamento diretto. Questo è dovuto al fatto che il funzionamento con una tensione base-emettitore V_{BE} di circa 0,6 V è in eccesso rispetto alla tensione di collettore al ginocchio (0,2 ÷ 0,3 V) con correnti di collettore di 1 mA o meno. Di conseguenza, V_{BE} è la tensione collettore-emettitore adatta.

I transistor Tr_1, Tr_2 e Tr_3 formano l'amplificatore a larga banda, e soprattutto la reazione c.c. viene usata per comporre le correnti nei tre stadi. Si deve notare che il potenziale di collettore di Tr_3 deve essere superiore a 0,6 V allo scopo di commutare Tr_1.

Questo rende un carico a resistenza pura inadatta, mentre dovrebbe essere così bassa che il guadagno verrebbe ridotto considerevolmente. Un'induttanza L_3 di pochi millihenry viene usata, in serie con una resistenza di poche centinaia di ohm per provvedere alla reazione c.c. La polarizzazione diretta per il diodo rivelatore D_1 si ottiene collegando l'anodo del diodo direttamente al collettore di Tr_3. Questo fissa il valore ottimo della resistenza di carico del rivelatore da circa 25 kΩ a 100 kΩ, qui viene usato un potenziometro da 50 kΩ.

Due utili variazioni sul circuito di sintonia RF sono riportate in fig. 2. Queste hanno alcune posizioni fisse di sintonia e una posizione variabile. In fig. 2b un circuito singolo di sintonia è usato per le stazioni preregolate e un accoppiatore passa banda nella posizione da sintoniz-

MILANO - VIA VALLAZZE,78 - TEL. 23.63.815

Errepi ELECTRONIC

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 40 k 47 PORTATE

Sensibilità C.C. 40.000 Ω/V
V. cc. 250 mV 1/5/10/25/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 k Ω/V 5/10/25/50/250/500/1.000 V
cc. 25/500 μ 5/50/500 mA 1/5 A
Ω: da 0 a 100 MΩ in 5 portate con alimentazione a batterie da 1,5 e 15 V
Capacimetro: da 0 a 500.000 pF in 2 portate
Frequenziometro: da 0 a 500 Hz in 2 portate
Misuratore d'uscita:
5/10/25/50/250/500/1.000 V
Decibel: da — 10 dB a + 62 dB in 7 portate
Dimensioni: mm 127 x 87 x 35
Peso: g 350
COMPLETO DI ASTUCCIO-PUNTALI E MANUALE D'ISTRUZIONE

IL PRIMO ANALIZZATORE TASCABILE A 40.000 Ω/V

IL PIU' COMPLETO TRA GLI STRUMENTI AL PREZZO ECCEZIONALE DI L. 12.500

OSCILLATORE MODULATO AM - FM 30

Generatore modulato in ampiezza, particolarmente destinato all'allineamento di ricevitori AM, ma che può essere utilmente impiegato per ricevitori FM e TV.
Campo di frequenza da 150 Kc. a 260 Mc in 7 gamme.
Gamma A 150 : 400 Kc. - Gamma B 400 : 1.200 Kc. - Gamma C 1,1 : 3,8 Mc. - Gamma D 3,5 : 12 Mc. - Gamma E 12 : 40 Mc. - Gamma F 40 : 130 Mc. - Gamma G 80 : 260 Mc. (armonica campo F.).
Tensione uscita: circa 0,1 V (eccetto banda G).
Precisione taratura: ± 1 %.
Modulazione interna: circa 1.000 Hz - profondità di modulazione: 30 %.
Modulazione esterna: a volontà.
Tensione uscita B.F.: circa 4 V.
Attenuatore d'uscita R.F.: regolabile con continuità, più due uscite X 1 e 100.
Valvole impiegate: 12BH7 e raddrizzatore al selenio.
Alimentazione: in C.A. 125/160/220 V
Dimensioni: mm. 250 x 170 x 90.
Peso: Kg 2,3.

PREZZO NETTO L. 24.000

Altre produzioni **ERREPI**:

ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI mod. A.V.O. 1°
ANALIZZATORE ELECTRICAR per elettrauto
OSCILLATORE M. 30 AM/FM
SIGNAL LAUNCHER PER RADIO e TV
Strumenti a ferro mobile ed a bobina mobile nella serie normale e nella serie Lux

Visitateci dal 9 al 17 settembre al 4° Salone Internazionale Componenti Elettronici di Milano - Posteggio n. 68

Fig. 3 - Modifica da apportare al circuito per funzionamento con altoparlante.

zare. È essenziale usare un condensatore di sintonia le cui sezioni siano ben schermate le une dalle altre altrimenti ci sarà un tale « accoppiamento di capacità » parassite che una estesa risposta a doppia curva sarà ottenuta all'estremità della banda alle alte frequenze. Anche con un condensatore con una buona schermatura ci sono di solito abbastanza capacità parassite nel cablaggio per fornire un adeguato accoppiamento alle frequenze più alte nella banda delle onde medie. Per mantenere l'accoppiamento richiesto all'estremità della banda alle basse frequenze, si può introdurre un accoppiamento addizionale, o sotto forma di un collegamento di una spira, come indicato, oppure orientando le bobine, oppure usando un « accoppiamento capacitivo » con condensatori da 0,05 μF o 0,1 μF.

Ottenere l'accoppiamento di un sintonizzatore passa banda correttamente regolato non è tanto facile e non si potrebbe ottenere senza l'aiuto di un vobbulatore e di un oscilloscopio. Ma se si potesse fare, si avrebbe una selettività molto migliore.

Mentre il guadagno RF è alto, un singolo stadio BF è sufficiente per un ascolto in cuffia. Un buon volume è stato ottenuto con una cuffia da 50 Ω, ma una cuffia ad alta impedenza non dovrebbe dare nessun inconveniente con un miglioramento della sensibilità. (Le piccole cuffie adatte per l'impiego con radioline portatili sono generalmente molto insensibili, e necessitano di un trasformatore di accoppiamento).

Se l'apparecchio viene alimentato con una batteria e può sopportare un consumo di corrente di circa 30 mA, diventa possibile la ricezione in altoparlante a basso volume, aggiungendo uno stadio supplementare come quello riportato in fig. 3. Il circuito era poi stabile anche con il condensatore C_6, ma si trovò che, con una batteria piatta, omettendo questo condensatore si aveva una perdita di volume. La resistenza della bobina mobile provvede alla reazione c.c. e il circuito è stabile alla temperatura anche se Tr_4 è un transistor al germanio. Altoparlanti di diversa impedenza della bobina mobile possono essere usati e il volume ottimo per R_8 è trovato per tentativi. C_7 è un « controllo di tono » ma serve anche a prevenire ogni corrente RF residua sul collegamento del positivo.

La costruzione presenta solo una difficoltà. L'amplificatore e larga banda ha un guadagno elevato e dovrebbe essere tenuto più lontano possibile dall'antenna oppure schermato per eliminare eventuali instabilità.

F.T.

(Da Wireless World)

L'INIZIO DELLA TELEGRAFIA

Parte I

Iniziamo con questo articolo una trattazione della evoluzione della telegrafia dal suo apparire ai giorni nostri. Questa serie di articoli che di volta in volta pubblicheremo, vogliono essere solo una piacevole lettura informativa e distensiva. Si riassumeranno brevemente gli sviluppi in Francia, in Inghilterra e in America. In tutti i sistemi telegrafici proposti, il codice era il problema centrale, perché si doveva trovare un compromesso fra l'economia del capitale investito, la velocità di trasmissione e la facilità di funzionamento. Questo aspetto è particolarmente esaminato nella descrizione dei diversi sistemi.

Si dice che la storia delle comunicazioni è la stessa dell'umanità. Benchè tale asserzione sia troppo generalizzata, è però senza dubbio che lo sviluppo delle comunicazioni è parte integrante dell'evoluzione della civilizzazione. Tutti i miglioramenti nella rapidità e nella facilità degli scambi del pensiero e delle idee hanno avuto delle conseguenze sociali ed economiche, e noi non possiamo apprezzare pienamente il significato e la tendenza degli sviluppi storici, sociali e politici se non li consideriamo in funzione dello stato delle comunicazioni a quell'epoca.

Nel corso del primo mezzo secolo XIX, si ebbero nuove idee sulle comunicazioni. Esse si concretizzarono in modo particolare con l'apparizione del telegrafo elettrico.

Il telegrafo ottico

Nei primi tempi, l'umanità si interessa alla trasmissione rapida delle informazioni e si utilizza un gran numero di sistemi di comunicazione ottica nel corso dei secoli. È solo nell'ultimo decennio del diciasettesimo secolo che la telegrafia ottica ottenne il sommo del suo sviluppo, in un vasto sistema di comunicazione che copriva più della metà del continente. È retrospettivamente interessante notare che questa si produce esattamente al momento in cui la prima forma di telegrafia elettrica era sul punto di fare la sua apparizione e crediamo utile di parlare brevemente di questo sorpredente sviluppo della telegrafia ottica.

Le comunicazioni furono vitali nella condotta delle operazioni militari e ciò si rese particolarmente utile nel 1793 all'avcinarsi della rivoluzione francese. Il telegrafo in questione è il telegrafo ottico inventato da Claude Chappe. Egli si era già interessato alla scienza, pubblicando diversi articoli nel « Giornale di Fisica ». Nel 1790 egli si interessa al problema del-

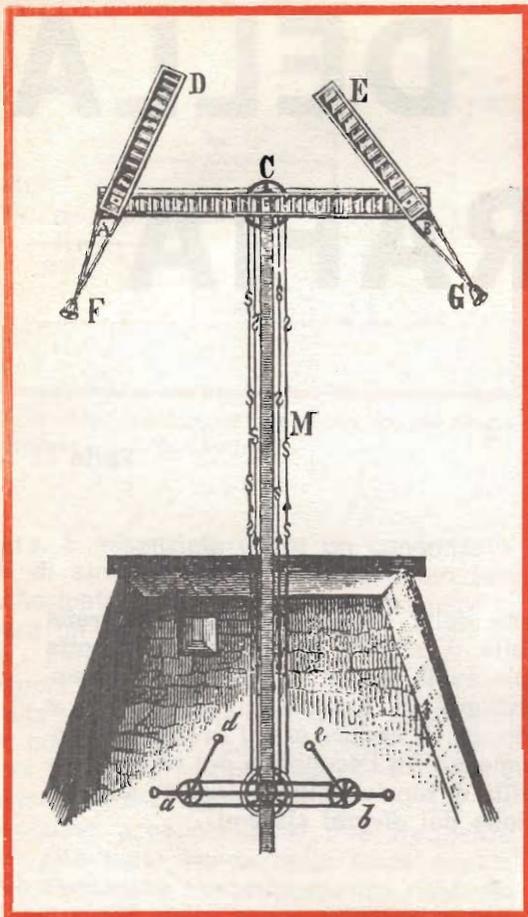



Fig. 1 - Il telegrafo ottico di Chappe. Un palo alla sommità di una torre porta una barra rotante (A-B) comprendente due bracci mobili (D-E). La posizione della barra e dei bracci è comandata dall'interno della torre con l'aiuto di un apparato « ripetitore » (a-b-d-e).

le comunicazioni militari facendo delle esperienze e realizzando un sistema basato sull'utilizzazione dell'elettricità, però questi esperimenti anche per le insuperabili difficoltà dovute all'isolamento, non ebbero buon esito e Chappe dovette ritornare allo sviluppo del sistema ottico.

Nell'atmosfera rivoluzionaria che prevaleva in Francia in quell'epoca, le esperienze di Chappe gli procurarono seri guai e per ben due volte l'apparecchio da lui costruito fu demolito e distrutto. Chappe, però non si scoraggiò e all'inizio dell'anno 1793, mise a punto un sistema pratico il quale, dopo l'esame finale di una commissione della Convenzione, funzionava così bene che Chappe ricevette l'ordine di installare una catena di stazioni telegrafiche fra Parigi e Lillà, cioè su una distanza di 230 km.

Prima di procedere su questo punto, consideriamo l'apparecchio di Chappe per meglio comprendere come il suo sistema fosse superiore alle numerose prove anteriori della telegrafia ottica.

La fig. 1 rappresenta l'apparecchiatura di Chappe. Alla sommità di un palo verticale, una lunga barra di legno ruota sul suo centro alfine di poter girare su un piano verticale. Dei sottili bracci, possono girare nello stesso piano, essendo attaccati a ciascuna estremità della barra e la trasmissione viene assicurata modificando le posizioni della barra e dei due bracci.

Questi tre elementi sono costruiti di rettangoli traforati comprendenti delle alette, dunque poco costose e leggere e poco suscettibili di essere deteriorati dalle intemperie, quest'ultimo vantaggio permette di installare l'apparecchio su delle torri elevate. È così che, malgrado le sue dimensioni modeste, questo apparecchio può facilmente essere visibile da 13 a 20 km con l'aiuto di un telescopio; anche in condizioni di luce sfavorevoli, la silouette dell'apparecchiatura poteva essere sufficientemente distinta per permettere 196 segnali diversi. Fra queste possibilità, Chappe fissò una scelta giudiziosa, mettendo a punto un codice di 98 segnali più essenziali per le lettere dell'alfabeto, le cifre, ecc. e utilizzando gli altri 98 segnali unicamente per le istruzioni di servizio (« segnali regolamentari »). Si erano previsti metodi anche per le trasmissioni notturne con l'aiuto di alcune lanterne fissate sui bracci.

Tuttavia, oltre a tutte le caratteristiche interessanti menzionate sopra, così importanti dal punto di vista pratico ed economico, l'apparecchio di Chappe comporta un sistema meccanico ingegnoso che fu probabilmente all'origine del suo successo. Le posizioni della barra e dei due bracci sono comandate dall'interno della torre da corde o catene e un sistema di

leve le cui posizioni corrispondono su piccola scala a quelle della barra e del braccio alla sommità del palo (fig. 1). Questo meccanismo, detto « ripetitore » è previsto in modo tale che assicura una indipendenza completa di ciascun braccio e della barra di fronte agli altri elementi, questo favorisce le trasmissioni rapide (fig. 2). Inoltre quando un messaggio veniva trasmesso da una catena di stazioni, il personale di una di queste poteva ripetere facilmente un segnale emesso dalla stazione precedente senza controllare le posizioni dei bracci della propria stazione e così senza consultare un codice di traduzione dei segnali; questo rappresentava a quell'epoca un vantaggio considerevole in quanto era difficile trovare un personale specializzato nella codifica e nella decifrazione. La prima catena di telegrafi Chappe fra Parigi e Lillà comprendeva 15 stazioni. Essa fu terminata nel luglio 1894 e uno dei primi messaggi trasmessi alla capitale informava il governo della liberazione della città di Quesnoy.

Il funzionamento soddisfacente del telegrafo di Chappe nel corso dell'autunno del 1794 condusse rapidamente alla realizzazione di altre catene. Una di queste collegava Parigi a Strasburgo e un'altra Parigi a Brest. Su queste grandi distanze, il numero di stazioni di una catena era spesso considerevole, soprattutto se sul percorso si incontravano colline che dovevano essere superate. Per esempio fra Parigi e Strasburgo vi erano circa 50 torri. La linea Parigi-Lillà fu prolungata nel 1810 fino ad Amsterdam e negli archivi di La Haye si può trovare qualche documento interessante a questo proposito (fig. 3), che mostra chiaramente la realizzazione di queste linee.

Si è già parlato della difficoltà di trovare e di formare del personale. È stato necessario poter disporre di un gran numero di persone locali per le diverse stazioni; si devono anche notare le gravi conseguenze che potevano derivare dalla negligenza di una sola stazione, quindi il mantenimento di una disciplina rigorosa

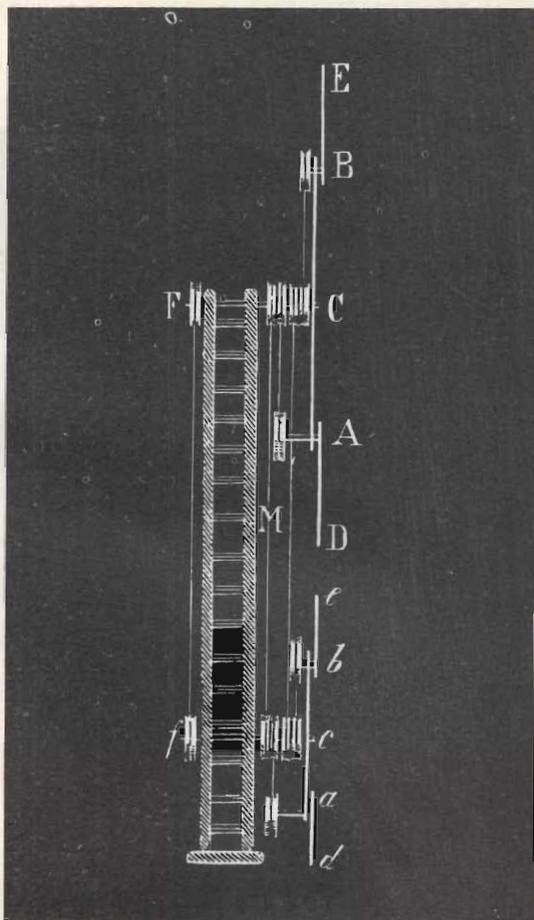



Fig. 2 - Sistemi di cavi e pulegge per la rotazione indipendente dei tre elementi del telegrafo di Chappe.

aveva una importanza fondamentale. Avvilito dai fastidi dell'amministrazione e dalle invidie, Claudio Chappe mise fine tragicamente ai suoi giorni suicidandosi nel 1805, ma la sua opera fu continuata dai suoi fratelli che l'avevano aiutato all'inizio e che occupavano dei posti importanti dell'amministrazione dei telegrafi.

Infatti il nome di Chappe dato a questo sistema, comprende quello di tutta la famiglia.

Durante diversi decenni, il telegrafo Chappe continuò a rendere servizi inestimabili al governo francese, ma non fu mai

Fig. 3 - Sigillo usato dal « Directeur Telegraphique » sulla lettera scritta nel 1810 dal governatore Lebrun a La Haye riguardante l'estensione della linea Parigi-Lillà fino ad Amsterdam.

impiegato per le comunicazioni private o commerciali. Si installarono nuove linee fino al 1823 e quando questo sistema fu defintivamente abbandonato nel 1892, la rete comprendeva un totale di 556 stazioni che coprivano una distanza totale di più di 4000 km.

Anche gli altri paesi d'Europa seguirono rapidamente l'esempio francese utilizzando il telegrafo ottico. Alcuni rapporti sul funzionamento della linea Parigi-Lillà arrivarono in Inghilterra nell'autunno del 1794, ma se si considera l'inimicizia tradizionale che esisteva a quei tempi fra l'Inghilterra e la Francia, si capisce perché le autorità britanniche non vedevano di buon grado l'adozione di un sistema identico a quello francese. Infatti un certo numero di proposizioni simili furono presentate all'Ammiragliato e si adottò questo ultimo, comprendente un grande quadrante con sei pannelli mobili. Nel 1796, si mise in servizio fra Londra e Douvres una catena di 15 telegrafi a pannelli. Subito dopo si inaugurò una catena su Portsmonth e poi, sotto lo stimolo del nuovo inizio delle ostilità nel 1803; si fecero le linee su Plymouth e Yarmouth.

Tuttavia fra il 1811 e il 1816, i telegrafi a pannelli dell'Ammiragliato furono gradualmente rimpiazzati dal sistema Chappe, più efficiente; la maggior velocità di trasmissione aveva finalmente avuto la meglio sullo spirito nazionale e sugli inconvenienti. L'ultima di queste linee, quella di Portsmouth, non cessa la sua attività che nel 1847, un anno dopo l'installazione del telegrafo elettrico di Cooke e Wheatstone sulla lunghezza della linea ferroviaria Londra-Portsmouth. Per numerosi anni, il pubblico era stato così affascinato dai bracci mobili dei telegrafi di Chappe che costituirono spesso anche un'attrazione turistica.

F. T.

(Da « Revue Technique » 26-5/6)

I TRANSISTOR

L'A.B.C. DELLA ELETTRONICA

Parte V

Continuiamo questa serie di articoli, illustrando le caratteristiche e i montaggi fondamentali dei transistor P-N-P, N-P-N e i nuovi tipi ad effetto di campo (F.E.T.) confrontandoli con il funzionamento di una valvola.

I transistor sono dei componenti che dal punto di vista del loro impiego, hanno delle analogie con i tubi a vuoto. Essi presentano tuttavia una differenza totale per quanto riguarda la loro costituzione e il loro principio di funzionamento.

Se, tuttavia, si considerano i transistor come dei circuiti puramente elettrici, in particolare, come dei quadripoli attivi (vedere le prime puntate di questa rubrica) si constata che gli stessi quadripoli si possono attribuire sia alle valvole che ai transistor, a condizione di non preoccuparsi di quello che passa all'interno di questi quadripoli.

Al tempo dell'apparizione dei primi transistor, verso il 1948, 1950, era cosa normale studiare questi componenti in modo del tutto diverso dai metodi adottati per le valvole, certi autori avevano consigliato ai lettori di «dimenticare» tutto quello che sapevano sulle valvole allo scopo di non

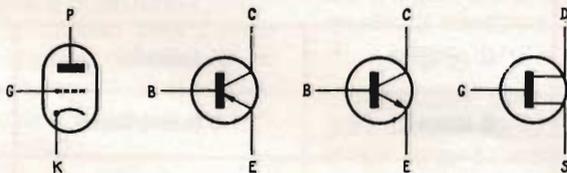



Fig. 1 - Rappresentazione dei simboli schematici di una valvola (A) di un transistor P-N-P (B), di un transistor N-P-N (C) e di un transistor a effetto di campo FET (D).

lavorare per analogia. Dopo qualche anno, la tendenza divenne opposta alla prima: si mostra l'analogia dei due tipi di « tubi » (valvola o transistor) mantenendo, ben inteso, le differenze che esistono fra di essi.

Questo metodo è quello buono, a nostro avviso, e noi l'adotteremo nella nostra descrizione. Si sa che le valvole non sono state ancora abbandonate, perché numerose applicazioni pratiche di elettronica si realizzano ancora con tubi a vuoto o a gas.

Montaggio fondamentale del transistor

È di regola, fare un corso di fisica dei semiconduttori prima di passare all'applicazione dei transistor nei montaggi pratici, ciò che mette il lettore davanti allo studio di problemi complessi senza alcuna evidente utilità immediata.

In realtà, è irragionevole ignorare il principio di funzionamento dei semiconduttori (transistor e diodi), ma non è necessario cominciare proprio da quello. Esso verrà esposto dopo che si sarà familiarizzato con i montaggi pratici. Facendo appello all'analogia valvola-transistor, si troveranno in fig. 1, i simboli schematici delle valvole e dei transistor. In A), si è rappresentata una valvola triodo con i suoi tre elettrodi: G = griglia; K = catodo, P = placca o anodo.

In B) e C) si sono rappresentati due tipi di transistor: P-N-P e N-P-N i cui elettrodi sono: B = base, E = emettitore e C = collettore.

In D) viene mostrato il simbolo schematico di un transistor a effetto di campo (FET) i cui elettrodi sono: G = porta, S = = sorgente e D = « drain ».

Nei quattro « tubi » gli elettrodi hanno le stesse funzioni secondo la tabella 1.

Si noterà che per il tipo P-N-P, la freccia dell'emettitore va verso la base e per il tipo N-P-N, la freccia va verso l'esterno.

Praticamente, se si dispone di un montaggio a valvola triodo, si può fare il confronto con un montaggio a transistor, sostituendo la valvola con un transistor del tipo scelto e tenendo conto della corrispondenza degli elettrodi. Sarà poi obbligatorio modificare il sistema di alimentazione e i valori degli elementi che possono essere diversi.

Un esempio di montaggio a valvola, trasportato in montaggio a transistor dei 3 tipi indicati è dato dalla fig. 2a), b), c) e d).

Si tratta di uno stadio amplificatore a un solo tubo (V_1 o Q_1) a resistenza-capacità adatto ad amplificare dei « segnali » alternati.

Per « segnale » si intende una certa potenza elettrica P = e i. Si può secondo i casi, rappresentare il segnale con la tensione o la corrente corrispondente perché quando vi è una tensione, esiste sempre una corrente. Quest'ultima può essere molto bassa ma esiste sempre. Sulla fig. 1, si è rappresentato il segnale sotto forma

TABELLA 1

« TUBO »	Elettrodi		
Valvola	G (griglia)	K (catodo)	P (placca)
Transistor P-N-P	B (base)	E (emettitore)	C (collettore)
Transistor N-P-N	B (base)	E (emettitore)	C (collettore)
FET	G (porta)	S (sorgente)	D (drain)

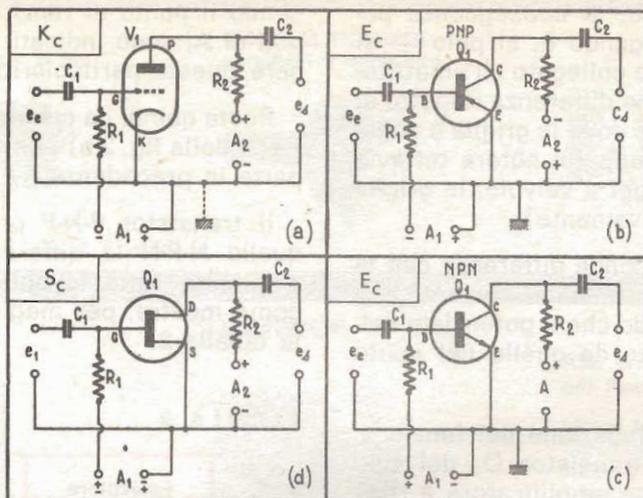



Fig. 2 - Esempio di montaggio a valvola con catodo comune trasportato in montaggio a transistor nei tre tipi diversi; b) P-N-P a emettitore comune, c) N-P-N a emettitore comune, d) FET a sorgente comune.

di tensione: quella d'ingresso è e_e e quella d'uscita è e_s.

Richiamiamo brevemente il funzionamento dello stadio a valvole rappresentato in fig. 2 a).

Il segnale e_e è applicato fra il catodo k e la griglia G, per mezzo di C_1 che, in continua, isola la griglia dell'apparecchio che dà il segnale. In elettronica, questo apparecchio « fornitore » si classifica generalmente sotto il nome di « sorgente di segnali » o « generatore di segnali ».

La tensione alternata e_e è applicata alla griglia dunque essa si misura ai capi della resistenza R_1. La griglia è polarizzata negativamente rispetto al catodo con l'aiuto di una sorgente di tensione continua A_1 il cui collegamento è fatto con il + al catodo e il — verso R_1 alfine che la griglia diventi negativa rispetto al catodo.

Quando e_e è nulla, la griglia, che non consuma che una corrente trascurabile, è al potenziale del polo negativo di A_1. Questa è la polarizzazione di riposo della griglia.

Se e_e ha un certo valore di tensione alternata, la griglia sarà a un potenziale che varierà da una parte e dall'altra della sua polarizzazione di riposo. Ne risulterà una variazione di corrente i_p della placca. Questa corrente attraversa R_2 che dà una variazione di tensione e_s ai capi di R_2. C_2 isola la placca in continua dell'apparecchio disposto all'uscita e trasmette a questo la tensione e_s amplificata. Il guadagno del montaggio **in tensione è:**

$$G_v = e_s/e_e \text{ volte}$$

L'apparecchio montato all'uscita possiede un ingresso che presenta una certa resistenza di cui si deve tener conto. La placca è polarizzata positivamente dalla sorgente in continua A_2 con il + verso R_2 e il — verso il catodo.

Passiamo ora al transistor N-P-N (fig. 2 c) lasciando in disparte per ora quello P-N-P rappresentato in fig. 2 b.

Riprendiamo la spiegazione del funzionamento, dato per la valvola, e l'applichiamo al transistor N-P-N. Vedremo che è pressapoco lo stesso. La tensione e_e è trasmessa da C_1 alla base. La base, in un

transistor, deve essere positiva rispetto all'emettitore. Essa è, di conseguenza polarizzata così collegando R_1 al polo + di A_1, in cui il polo — è collegato all'emettitore. Questa è la prima differenza rispetto al montaggio a valvole dove la griglia è negativa rispetto al catodo (si noterà tuttavia che in certi montaggi a valvole, la griglia è polarizzata positivamente).

D'altra parte, seconda differenza con la valvola, la base consuma una corrente non trascurabile, di modo che il potenziale della base è differente da quello nel punto $+ A_1$.

Il resto della spiegazione del funzionamento di questo transistor Q_1 del tipo N-P-N montato come amplificatore a resistenza-capacità, è lo stesso di quello per la valvola; la tensione e_e, applicata alla base, fa variare la sua tensione di polarizzazione di riposo, dunque, la corrente di collettore varia secondo lo stesso ritmo, da qui la variazione di tensione ai capi di R_2; questo dà luogo alla tensione amplificata di uscita e_s trasmessa da C_2 all'apparecchio collegato all'uscita.

Riassumendo, il confronto fra il funzionamento della valvola e del transistor N-P-N fa apparire due differenze:

1. La griglia è negativa rispetto al catodo mentre la base è positiva rispetto all'emettitore.

2. La griglia, in generale, non consuma una corrente apprezzabile, mentre la base ne consuma. Dopo il transistor N-P-N, si passa al quarto montaggio (d) cioè al transistor ad effetto di campo FET.

Questo tipo di transistor, uno dei più recenti attualmente benché, come il P-N-P e l'-N-P-N di costituzione interna totalmente diversa da quella delle valvole, funziona a grandi linee, come una valvola.

La spiegazione del suo funzionamento è quella data per la valvola sostituendo i nomi degli elettrodi: griglia, catodo, placca con quelli corrispondenti: porta, sorgente, « drain ».

La sola differenza da segnalare è che in modo normale, la polarizzazione della porta G può essere negativa o positiva secondo il punto di funzionamento scelto. I poli di A_1 sono indicati $\pm$ e $\mp$ per precisare questa particolarità.

Resta quindi da considerare il transistor P-N-P della fig. 2 b) che è stato lasciato da parte in precedenza.

Il transistor P-N-P presenta rispetto a quello N-P-N la differenza fondamentale seguente: tutte le polarità sono inverse come mostra, per meglio fissare le idee, la tabella 2.

TABELLA 2

	Emettitore	Base	Collettore
N-P-N	0	+	+ +
P-N-P	0	—	— —

I segni + e + + indicano che la base è positiva rispetto all'emettitore e che il collettore è ancora più positivo (N-P-N).

I segni — e — — indicano che la base di un P-N-P è negativa rispetto all'emettitore e che il collettore è ancora più negativo.

Ordine di grandezza degli elementi

In primo luogo, con i transistor, la sorgente di riscaldamento (non raffigurata negli schemi presentati) delle valvole sparisce, in quanto i transistor non hanno filamento.

In seguito, si noteranno, le tensioni di polarizzazione A_1 e A_2. Esse sono però più basse di quelle delle valvole.

Per le valvole A_2 è dell'ordine del centinaio di volt e A_1 dell'ordine delle unità, per esempio $A_2 = 12$ V e $A_1 = 0,5$ V.

Tuttavia, i transistor più moderni, in certe applicazioni sono costruiti per funzionare con delle tensioni più elevate, per A_2 fra 20 e 100, 150, 200 V e più. Un aumento della tensione può essere notato per A_1.

Un'altra differenza si manifesta per R_1, la resistenza montata all'ingresso. Per le

valvole, si troverà molto spesso una resistenza R_1 da 50.000 Ω a 10 MΩ.

Per i transistor P-N-P e N-P-N, R_1 sarà spesso più piccola, fra 50 e 10.000 Ω. Per i FET tuttavia, R_1 è dello stesso ordine di grandezza di quello delle valvole, spesso anche maggiore.

Nell'utilizzazione pratica, si può dire che il FET è una valvola perfezionata in numerose applicazioni, ma il FET, internamente non avrà niente in comune con le valvole.

Anche, negli N-P-N e P-N-P, R_2 è generalmente più bassa di quella delle valvole, ma questo è meno frequente che per R_1.

Influenza della temperatura

La temperatura ambiente e quella esistente all'interno del tubo (valvola o transistor) è uno dei fattori determinanti le caratteristiche di funzionamento altrimenti dette; se la temperatura varia, le caratteristiche variano anch'esse.

Questa variazione con la temperatura è, nella maggioranza dei montaggi, molto bassa con le valvole. Con i transistor, essa può essere molto importante fino a una modifica totale del funzionamento e delle caratteristiche di un montaggio e può anche condurre alla alterazione o alla distruzione del transistor.

Dei dispositivi compensatori sono stati trovati e si rivelano particolarmente efficaci, ma, in più di questi dispositivi, è necessario prevedere, per i transistor che dissipano una potenza elettrica notevole e dunque un calore elevato, dei dispositivi di dissipazione rapida del calore, per esempio aerazione, ventilazione o montaggio su radiatori di calore.

I tre montaggi dei tubi

Si vede, nel caso dell'esempio di montaggio dato in fig. 2, conveniente ai quattro tipi di tubi, che il segnale da amplificare è applicato sulla griglia (o base o porta), che il segnale amplificato si ottiene sulla placca (o collettore o drain) mentre l'elettrodo restante, catodo (o emettitore o sorgente) è messo a massa.

Questo stesso elettrodo è, in questo montaggio, **l'elettrodo comune.**

Si possono realizzare dei montaggi in cui l'elettrodo comune non è il catodo (o

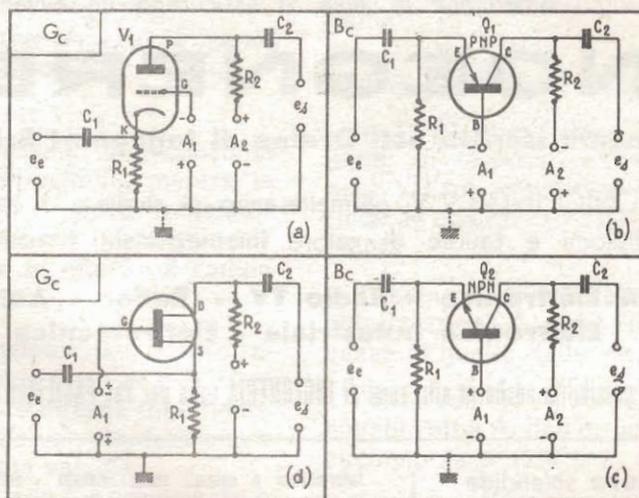



Fig. 3 - Schemi di montaggio rappresentanti degli amplificatori a resistenza-capacità. In a) schema a valvola con griglia comune, b) a transistor P-N-P con base comune, c) a transistor N-P-N con base comune, d) FET con porta comune.

l'emettitore o la sorgente) ma uno dei due restanti. In questo caso, il segnale da amplificare sarà applicato su un elettrodo che *non è più* comune e quello amplificato sarà ottenuto sull'elettrodo che resta disponibile. Tutte le combinazioni possibili non si realizzano però nella pratica corrente. La tabella 3 da i montaggi a griglia o base o porta comune.

Questi montaggi sono di impiego corrente, sia in radio e TV che nell'elettronica industriale e scientifica.

La fig. 3 mostra quattro schemi di montaggi a griglia (o base o porta) comune, rappresentante degli amplificatori a resistenza-capacità: in a) quella a valvole, in b) a transistor P-N-P in c) a transistor N-P-N e in d) il montaggio a transistor a effetto di campo (FET).

TABELLA 3

« Tubo »	Ingresso	Comune	Uscita
Valvola	catodo	griglia	placca
Transistor N-P-N e P-N-P	emettitore	base	collettore
FET	sorgente	porta	« drain »

Montaggio a griglia comune

Consideriamo ora quello a valvola, montato a griglia comune.

Siccome la griglia non deve più ricevere la tensione da amplificare, essa è semplicemente polarizzata negativamente dalla sorgente di tensione A_1 in cui il + è a massa e il — collegato alla griglia.

La tensione da amplificare e_e deve essere applicata al catodo. Essa è trasmessa da C_1 al catodo K e la si ritrova ai capi della resistenza R_1. A proposito di questa resistenza, si deve fare una nota importante.

La resistenza R_1 è attraversata dalla corrente catodica, ne risulta una caduta di tensione che rende il catodo positivo rispetto a massa. In queste condizioni, la griglia è polarizzata con due metodi: dalla sorgente A_1 che la polarizza negativamente di $-A_1$ volt rispetto a massa e da una tensione $-E_K$ esistente fra la massa e il catodo.

In effetti se i_k è la corrente di catodo (uguale alla corrente di placca I_p) si ha evidentemente dalla legge di Ohm: $E_k = R_1 \cdot i_k$ con il + verso il catodo e il — verso la massa.

Ne segue che rispetto al catodo, la griglia è negativa di una tensione $(A_1 + E_k)$. Si vede immediatamente che in certi casi, la sorgente A_1 della tensione di polarizzazione di griglia può essere soppressa collegando la griglia direttamente a massa. Si fa in modo perciò che R_1 abbia un valore tale che $E_K = R_1 \cdot i_k$ sia uguale alla tensione di polarizzazione richiesta per il punto di funzionamento scelto per questo montaggio. Se non è così il dispositivo A_1 resta necessario. Se R_K non polarizza abbastanza, A_1 farà il resto. Se, al contrario, R_K polarizza troppo la griglia, si dovrà montare A_1 con il + verso la griglia e il — verso la massa o collegare la griglia a un punto più positivo della massa convenientemente scelto.

Il sistema di polarizzazione per catodo, con R_1, si chiama polarizzazione automatica. Si utilizza così il montaggio (a) di fig. 2 a catodo comune.

Montaggio base o porta comune

Passiamo ai transistor, con i montaggi b) per i P-N-P e c) per gli N-P-N, con la base comune. Cominciamo con il montaggio c) a transistor N-P-N. Dal lato di uscita, sul collettore, non si dovrà cambiare nulla rispetto al montaggio a emettitore comune della fig. 2 c).

La tensione da amplificare e_e è applicata, nel presente montaggio, all'emettitore, dagli elementi C_1 e R_1. La base è messa a massa per mezzo di A_1.

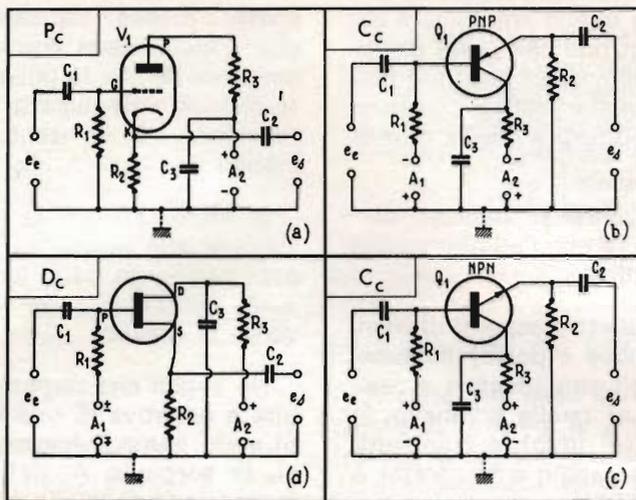



Fig. 4 - Schemi di montaggio rappresentanti degli amplificatori a resistenza-capacità. In a) schema a valvola con placca comune, b) a transistor P-N-P con collettore comune, c) a transistor N-P-N con collettore comune, d) FET con drain comune.

Qui interviene ancora, il procedimento di polarizzazione automatica per emettitore (caduta di tensione in R_1 dovuta alla corrente di emettitore i_e). L'emettitore è allora a una tensione $+ E_e$ rispetto alla massa e la base è polarizzata da $A_1 — E_1$.

La possibilità di sopprimere A_1 non può essere considerata perché E_e polarizza negativamente la base e questa deve essere (contrariamente a quello che fa una griglia) positiva. Dunque, A_1 darà una tensione superiore a quella che avrebbe dato se l'emettitore fosse stato al potenziale di massa.

Per il montaggio b) di fig. 3 con transistor P-N-P, tutto quello che si è detto per l'N-P-N è valido a condizione di cambiare il + in — nella polarizzazione.

Per il montaggio d) di fig. 3 per il FET, l'analogia con la valvola è completa eccetto per quello che riguarda la polarizzazione della porta G che, secondo il punto di funzionamento scelto e il valore di R_1, può essere positiva o negativa.

Montaggio a placca o collettore o drain comune

I quattro montaggi sono rappresentati in fig. 4. Dal lato di ingresso sulla griglia (o base o porta, si ritrova la stessa disposizione degli elementi R-C e A_1 di quella dei montaggi della fig. 2 a catodo (o emettitore o sorgente) comune.

Dal lato dell'elettrodo comune, si nota che la placca o il collettore o il drain, deve polarizzare positivamente (a, c, d) o negativamente (P-N-P — b). Questo si ottiene con una resistenza R_3, ma si deve anche montare un condensatore C_3 detto di disaccoppiamento che impedisce che l'elettrodo considerato sia la sede di una tensione alternata. Il condensatore C_3, mette l'elettrodo a massa da questo punto di vista.

Per l'uscita sul catodo (o emettitore o sorgente), si ritrovano gli elementi R_3 e C_2. La sorgente di tensione continua A_2 è collegata nel circuito dell'elettrodo comune.

(Da « Le Haut-Parleur » 6703)

7ª Parte - a cura di L. Cascianini

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

Riassunto

Nella puntata precedente abbiamo introdotto, per la prima volta, i segnali differenza di colore. Essi non sono altro che i normali segnali di uscita dai tre tubi da ripresa della telecamera a cui però è stato tolto *il segnale di luminanza, e cioè:* (V_R-V_Y), (V_V-V_Y) *e* (V_R-V_Y). *Se, infatti, con i tre segnali di uscita dalla telecamera avevamo « fabbricato » un segnale che poteva riprodurre la luminanza dei colori, perché continuare ancora a trasmetterlo nei segnali primari* V_R, V_V *e* V_B*? I segnali di uscita dalla telecamera « spogliati » del segnale di luminanza dovevano, per forza di cose, contenere le altre due caratteristiche che individuano un dato colore, e cioè,* la tinta e la saturazione della tinta. *Quindi, per trasmettere « via radio » un'immagine a colori sarebbe stato sufficiente, modulare una portante con il segnale di luminanza e « tre » altre portanti con i tre segnali differenza di colore. Ma la compatibilità dove sarebbe andata a finire? Come si sarebbe potuto ancora usare per trasmettere un'immagine a colori, un canale largo 7 MHz? Occorreva semplificare. Per prima cosa ci si accorse che era inutile trasmettere il segnale* differenza di colore del verde (V_V-V_Y) *poichè veniva già « nascostamente » trasmesso nel segnale di luminanza (infatti:* $V_Y = 0{,}30\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B$*). In pratica, esso potrà quindi essere ricavato, all'atto della ricezione, mediante opportune manipolazioni del segnale di luminanza. Oppure, che è la stessa cosa, mediante una combinazione lineare dei segnali differenza di colore del rosso e del blu e cioè* $(V_V-V_Y) = -0{,}51\,(V_R-V_Y) - 0{,}19\,(V_B-V_Y)$. *Quindi non* tre *ma solo* due *segnali differenza di colore verranno trasmessi. Non occorreranno due portanti, per trasportare « via radio » questi due segnali differenza di colore, poichè, come sarà spiegato in questa puntata, un originale sistema di modulazione (modulazione in quadratura) consentirà di far trasportare* da una sola portante *questi due segnali differenza di colore e cioè:* (V_R-V_Y) *e* (V_B-V_Y). *Questo sistema di modulazione sarà tale che questi due segnali « imposti » non potranno mescolarsi l'uno con l'altro e potranno essere riottenuti « sani e salvi e separati » all'atto della ricezione.*

Con essi si formerà nella maniera ormai nota il terzo segnale differenza di colore non trasmesso, e cioè, il segnale differenza di colore del verde. Infine, usando come matrice il cinescopio, si applicherà il segnale di luminanza ai tre catodi collegati insieme, e i rispettivi tre segnali differenza di colore alle tre griglie controllo dei tre cannoni. Risultato: tra catodo e griglia di ciascun cannone riotterremo i tre semplici segnali V_R, V_V *e* V_B, *come lo erano all'uscita della telecamera. Questi segnali, come abbiamo visto, sono quelli a cui* qualsiasi sistema *di trasmissione di immagini a colori « via radio » deve alla fine pervenire, poiché il cinescopio a maschera forata è stato progettato e ideato per funzionare con questi tre semplici segnali.*

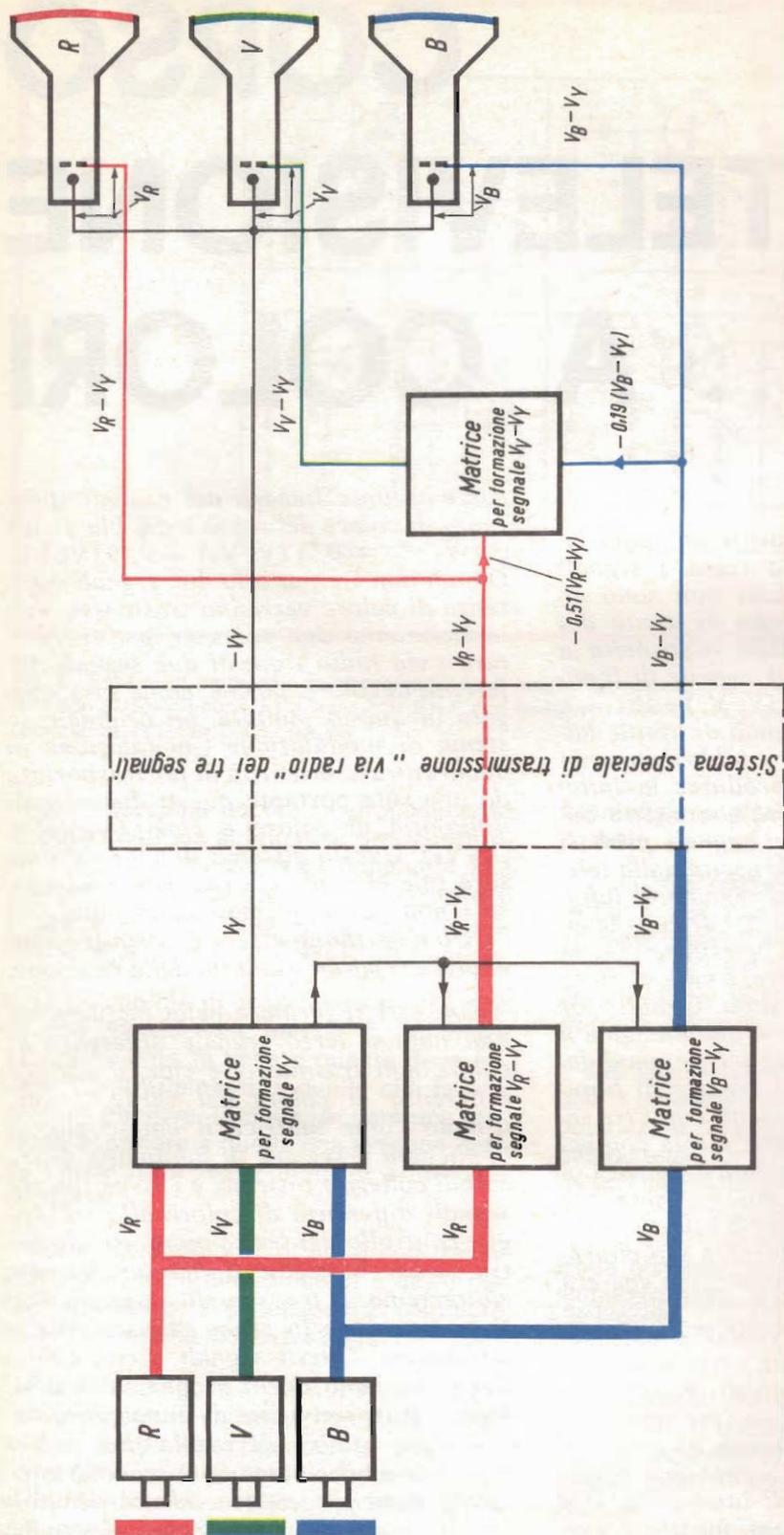



Fig. 65 - È lo schema blocchi essenziale di un sistema di trasmissioni di immagini a colori **compatibile.** I tre segnali dei colori primari V_R, V_V e V_B sono stati « trasformati » mediante combinazioni lineari in un segnale di luminanza (V_Y) e in due segnali differenza di colore (V_R - V_Y) e (V_B-V_Y). Questi tre segnali sono in grado di trasportare i tre parametri caratteristici in cui può essere scomposto un dato colore. Il segnale di luminanza trasporterà infatti la **luminosità** di una data sorgente di colore mentre i due segnali differenza di colore del rosso (V_R-V_Y) e del blu (V_B-V_Y) trasporteranno la **tinta** e **la saturazione** della tinta. Il sistema di trasmissione compatibile « via radio » di queste tre informazioni verrà in parte illustrato in questa puntata. Il ricevitore ricaverà mediante semplice demodulazione AM della portante video, il segnale di luminanza mentre mediante demodulazione « sincrona » verranno estratti da una sottoportante o portante del colore i due segnali differenza di colore del rosso e del blu. Matricizzando opportunamente questi due segnali si otterrà il terzo segnale differenza di colore (V_V-V_Y). Applicando al catodo del cinescopio il segnale di luminanza e alle rispettive griglie controllo i tre segnali differenza di colore, ciascun raggio di elettroni risulterà modulato da segnali primari V_R, V_V e V_B come appunto si desiderava.

Vogliamo che il nostro lettore riconsideri lo schema di trasmissione e di ricezione di immagini a colori indicato in fig. 65. La parte sinistra di questo schema (formazione del segnale di luminanza e dei segnali differenza di colore) è stata già ampiamente illustrata nelle puntate precedenti, così dicasi della parte destra (formazione del segnale differenza di colore del verde e riottenimento dei segnali primitivi V_R, V_V e V_B usando il cinescopio come matrice). La parte « misteriosa » di questo schema a blocchi è quella centrale. Dentro a questo tratteggio dovremo inserire un sistema speciale di trasmissione « via radio » le cui caratteristiche principali **dovranno essere** le seguenti:

1) trasportare su un'onda portante di radio frequenza (portante video) il segnale di **luminanza.**

2) A questo segnale di luminanza dovrà però essere stata aggiunta in precedenza

Fig. 66 a - Schema a blocchi di un modulatore AM a soppressione di portante. Con questo sistema si riesce a trasferire su una sola portante due distinte informazioni indipendenti tra loro. Sempre con questo sistema si riesce nel ricevitore a riestrarre da questa portante mediante due speciali tipi di demodulatori, le due informazioni applicate alla portante in sede di trasmissione. (fig. 66 b). Queste due informazioni si trovano su questa portante, **una** (la saturazione) sotto forma di variazione di ampiezza e **l'altra** (la tinta) sotto forma di variazione di fase. Per ottenere ciò si parte da un oscillatore capace di fornire due tensioni di uguale frequenza ma sfasate tra loro di 90°. Una di queste tensioni viene modulata dal segnale differenza di colore di rosso (V_R-V_Y) e l'altra dal segnale differenza di colore del blu (V_B-V_Y). Dalla somma di queste due tensioni modulate in AM si ottiene una terza tensione oscillante modulata **contemporaneamente di fase e di ampiezza.** Questa portante, in realtà, per motivi di compatibilità, viene soppressa. Rimarranno quindi solo le bande laterali (prodotto di modulazione) sulle quali si troveranno sotto forma di modulazione di fase e di ampiezza i due segnali differenza di colore.

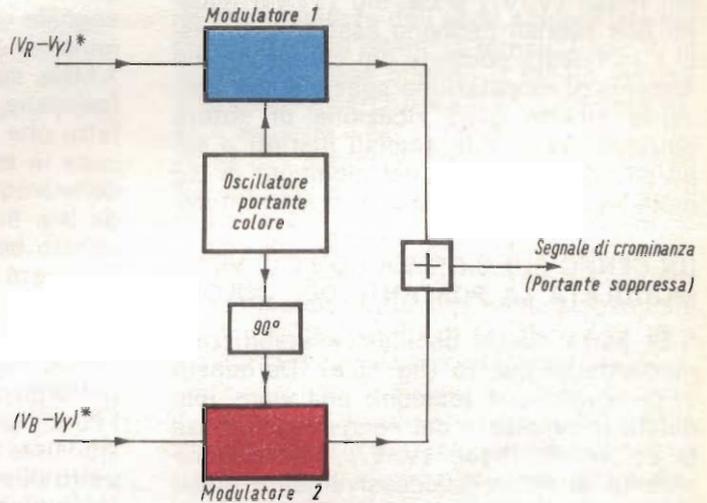
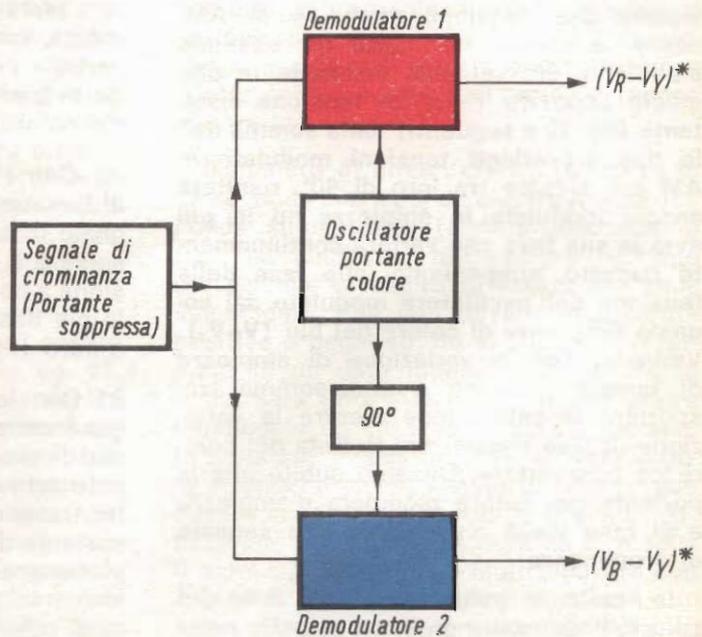



Fig. 66 b - Questo è lo schema a blocchi di un demodulatore sincrono. Ciò che perviene al ricevitore non è la portante del colore ma le bande laterali nelle quali si « celano » sotto forma di modulazione di ampiezza e di fase i due suddetti segnali differenza di colore (V_R-V_Y) e (V_B-V_Y). Per poter estrarre questi due segnali è necessario **ripristinare** la portante soppressa. Non solo. Tale portante dovrà essere applicata sotto forma di due tensioni aventi la stessa frequenza ma sfasate di 90°. « Iniettando », mediante uno speciale demodulatore chiamato per la sua caratteristica « sincrono », questi due segnali nelle bande laterali modulate in ampiezza ed in fase, si potranno riottenere i due primitivi segnali differenza di colore del rosso (V_R-V_Y) e del blu (V_B-V_Y).

una **sottoportante** « contenente » distinti e separati, i due segnali differenza di colore del rosso e del blu. Questi a loro volta dovranno « esprimere » le altre due caratteristiche di un colore, e cioè, **la tinta e la saturazione.**

Questo secondo punto è quello più difficile da realizzare. Si tratta infatti di applicare ad un'onda portante (gli americani la chiamano **sottopotrante** ma noi d'ora in poi la chiameremo **portante del colore**), due informazioni completamente distinte e indipedenti l'una dall'altra, come appunto sono i due segnali differenza di colore del rosso (V_R-V_Y) e del blu (V_B-V_Y). Questi due segnali debbono essere « impressi » su questa portante del colore con un sistema di modulazione speciale che consenta all'atto della ricezione di potere estrarre questi due segnali distinti e separati come lo erano nel momento in cui modulavano la medesima al trasmettitore.

UN CENNO SUL SISTEMA CON CUI VIENE MODULATA LA PORTANTE DEL COLORE

Si parte da un oscillatore stabilizzato mediante un quarzo (fig. 66 a). Da questo si prelevano due tensioni: una viene modulata in ampiezza dal segnale differenza di colore del rosso (V_R-V_Y), l'altra viene sfasata di 90°, e successivamente viene anch'essa modulata in ampiezza dal segnale differenza di colore del blu, (V_B-V_Y). Queste due tensioni, modulate in AM, aventi la stessa frequenza ma essendo sfasate di 90° vengono **sommate** in uno stadio apposito (+). **La tensione risultante (fig. 70 e seguenti) dalla somma delle due precedenti tensioni modulate in AM ma sfasate tra loro di 90°, risulterà ancora modulata in ampiezza ed in più avrà la sua fase che varierà continuamente rispetto, supponiamo, alla fase della tensione dell'oscillatore modulato dal segnale differenza di colore del blu (V_B-V_Y).** Vedremo che la variazione di ampiezza di questa tensione o onda-somma trasporterà la **saturazione** mèntre la variazione di fase trasporterà la **tinta** del colore da trasmettere. Diciamo subito che la portante del colore modulata d'ampiezza e di fase viene anche chiamata **segnale di crominanza.**

In realtà, la saturazione e la tinta del colore trasmesso non si troveranno nella maniera anzidetta sulla portante del colore ma sulle bande laterali della medesima dato che (tanto per complicare le cose) **questa portante viene soppressa al trasmettitore**. La soppressione della portante è d'altra parte resa necessaria per esigenze di compatibilità. La sua presenza disturberebbe infatti la ricezione delle trasmissioni a colori sui televisori in bianco e nero. Ogni riga del raster verrebbe modulata da questa portante in modo da apparire come una « collana di perle ». Diremo infine, (ma ci occuperemo di ciò più estesamente in una prossima puntata) che la « coesistenza » della portante del segnale di luminanza e del segnale di crominanza entro un canale standard di 7 MHz, senza che queste portanti si interferiscano a vicenda è resa possibile dal fatto che il segnale di luminanza non occupa **in maniera continua** tutto lo spettro delle frequenze ad esso assegnata, e cioè, da 0 a 5 MHz. Si è scoperto infatti che questo segnale viene ripartito all'interno di questa banda in « gruppetti di energia » distanti l'uno dall'altro di un numero di Hz pari alla frequenza di riga (fig. 68). La frequenza della portante del colore verrà pertanto scelta in maniera da far cadere i suoi « gruppetti » di energia entro lo spazio vuoto esistente tra l'uno e l'altro gruppetto di energia del segnale di luminanza. La scoperta di questi «vuoti» esistenti nella banda assegnata al segnale di luminanza è stata di importanza decisiva. Diversamente, come sarebbe stato possibile « inserire » negli attuali canali di trasmissione in bianco e nero anche l'informazione del colore? Pertanto:

A) **Con l'interlacciamento tra il segnale di luminanza e la portante del colore** (segnale di crominanza), **quelli** dell'NTSC risolsero il problema di usare per la televisione a colori un canale largo quanto quello già fissato per la televisione in bianco e nero (fig. 68).

B) **Con la tecnica della modulazione in quadratura** (così viene chiamato il sistema di modulazione a cui abbiamo accennato prima) essi risolsero il problema di far trasportare contemporaneamente dalla portante del colore due informazioni completamente distinte e indipedenti tra di loro, quali appunto sono i segnali differenza di colore dal rosso e del blu (fig. 66 a).

Solo questo sistema di modulazione consentiva infatti di poter ricuperare nel ricevitore « sani e salvi » e separati tra loro i due suddetti segnali differenza di colore (fig. 66 b).

COME PUO' ESSERE RAPPRESENTATA UNA TENSIONE SINUSOIDALE

Ora che abbiamo visto, per sommi capi, quello che deve succedere nello « spazio tratteggiato » di fig. 65, e cioè il sistema usato per trasmettere e ricevere « via radio » il segnale di luminanza e i due segnali differenza di colore, che trasportano la tinta e la saturazione del colore, vediamo un po' più da vicino il meccanismo del sistema della cosiddetta « modulazione in quadratura ».

Per ben comprendere questa tecnica bisogna innanzittutto prendere un po' di dimestichezza con l'uso dei **vettori.** È noto come una tensione sinusoidale qualsiasi, avente una data frequenza, una data ampiezza e un dato angolo di fase iniziale può essere rappresentata mediante un raggio che ruota, in senso antiorario, lungo una circonferenza. Riferiamoci alla fig. 67 (parte destra). Supponiamo che si tratti di una tensione sinusoidale (1) con una frequenza di 1 periodo al secondo (e cioè, 1 Hz). Questa sinusoide (1) « parte » nell'istante 0 e raggiunge il suo massimo valore dopo $1/4$ di secondo. Successivamente diminuisce fino ad assumere di nuovo dopo $1/2$ secondo, un'ampiezza zero. A questo punto la sinusoide riprende l'andamento di prima ma in senso contrario o negativo fino a raggiungere il valore massimo negativo dopo $3/4$ di secondo. Successivamente, l'ampiezza diminuisce e dopo esattamente 1 secondo, diventa di nuovo zero.

Questo caratteristico andamento di una qualsiasi tensione sinusoidale può essere rappresentato anche mediante la fig. 67, (a sinistra). Qui abbiamo una circonferenza. Supponiamo che il raggio vettore indicato si muova in senso antiorario alla velocità di un giro al secondo (frequenza = 1 Hz). Immaginiamo che una persona osservi questo moto circolare non guardando di fronte questo disegno ma lateralmente, da sinistra (lungo il piano di questo foglio. Cosa si vedrà? Nell'istante 0, il raggio vettore non potrà essere visto poichè esso si trova « coricato » sul diametro. Via, via però che il raggio percorrerà la circonferenza in senso antiorario apparirà all'osservatore con grandezza sempre più crescente. Nell'istante in cui il raggio vettore passa il limite del 1° quadrante (dopo $1/4$ di secondo), esso apparirà con la sua massima lunghezza (risulta completamente « alzato »). **Si può dimostrare, ed è facilmente intuibile, che le «altezze» assunte nei vari istanti di tempo dal raggio vettore quando percorre il 1° quadrante (e cioè nel tempo da 0 a $1/4$ di secondo) corrispondono alle ampiezze dell'onda sinusoidale nei corrispondenti istanti di tempo.** Dopo $1/4$ di secondo, e cioè quando il raggio vettore si accinge a percorrere il II° quadrante essa « apparirà » all'osservatore che lo osserva di « sbieco », con grandezza sempre più decrescente, fino a sparire del tutto dopo $1/2$ secondo, e cioè alla fine del II° quadrante. Questo andamento, per quanto detto sopra, corrisponde in tutto e per tutto all'andamento dell'onda sinusoidale nel tratto da $1/4$ a $1/2$ di secondo (fig. 67 a a destra). La stessa corrispondenza si verifica, quando il raggio vettore percorre il III° e il IV° quadrante con la differenza che ora le varie «altezze» sono negative e corrispondono alla semionda negativa dell'onda sinusoidale. **Conclusione:** Qualsiasi tensione sinusoidale può essere rappresentata graficamente mediante un raggio vettore ruotante lungo una data circonferenza. Il senso di rotazione è contrario a quello delle lancette dell'orologio (senso antiorario).

Il numero di circonferenze percorse in un secondo corrisponde alla **frequenza** dell'onda sinusoidale, (cicli al secondo, o Hz). La lunghezza del vettore ruotante corrisponde al **valore di cresta** dell'onda sinusoidale, che può essere ovviamente positivo o negativo. Se si suppone di fermare in un dato istante t_1 il vettore in moto, sarà utile misurare anche il valore dell'angolo da esso percorso dal momento della sua messa in moto. Questo angolo si chiama anche **angolo di fase**, e può essere indicato con la lettera greca φ (fi). Esso può assumere il valore da 0° a 360°. Il moto del vettore può inoltre partire con angolo di fase di 0°, oppure iniziare il suo moto già con un dato valore dell'angolo di fase.

MODULAZIONE DI AMPIEZZA RAPPRESENTATA MEDIANTE VETTORI

Anche la modulazione di ampiezza di una data portante può essere convenientemente espressa mediante i vettori. Si consideri la fig. 69.

Come già abbiamo accennato, un'onda portante di una certa ampiezza può essere convenientemente rappresentata mediante un vettore di una certa ampiezza e ruotante con una velocità corrispondente alla frequenza della portante. Anche una portante **modulata in ampiezza** può esse-

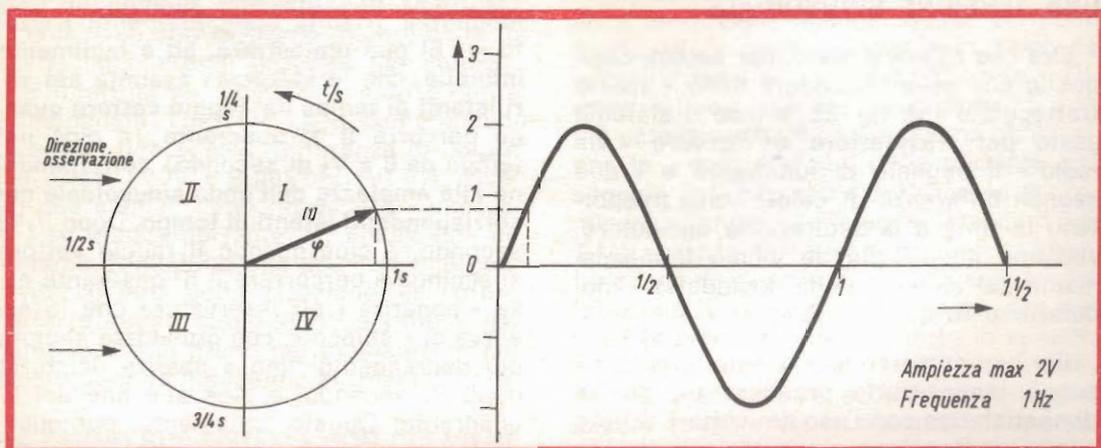



Fig. 67 - La forma caratteristica a sinusoide della tensione alternata di rete è prodotta dal moto rotatorio degli avvolgimenti dell'indotto entro le espansioni polari dell'induttore. Si parte da un moto circolare (turbina-asse alternatore) e si perviene a una tensione a forma di sinusoide (sinusoide perché ha lo stesso andamento di una funzione trigometrica chiamata **seno**). Sarà quindi perfettamente logico poter rappresentare anche la tensione sinusoidale di un circuito oscillante mediante un raggio ruotante chiamato **vettore**. La frequenza della tensione sinusoidale potrà essere espressa dal numero di giri del vettore in senso contrario al moto delle lancette dell'orologio.

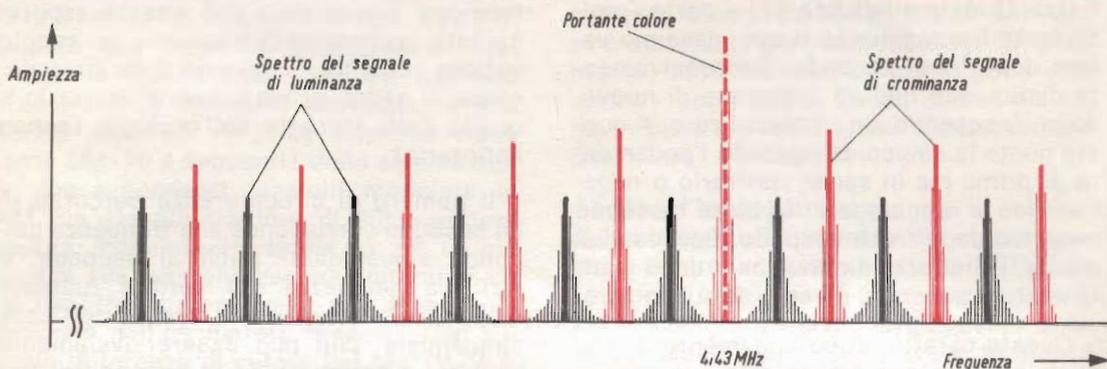



Fig. 68 - Come viene inserita la portante del colore dentro la banda di frequenze assegnate al segnale di luminanza (normale segnale video in bianco e nero). Sfruttando la proprietà del segnale video di non occupare **in modo continuo** la banda di frequenza ad esso assegnata è possibile riempire i « vuoti » del suo spettro con un altro segnale, che nel nostro caso porta l'informazione del colore. Perché questo « incastramento » di segnali avvenga senza che uno disturbi l'altro sarà necessario scegliere per la frequenza della portante del colore un valore che sia in un rapporto ben determinato con la frequenza di riga. La presenza di questa portante del colore, anche quando le precedenti condizioni sono soddisfatte, costituisce sempre un disturbo per i televisori in bianco e nero. È per questo motivo che si assegna ad essa una frequenza elevata (4.43 MHz) ed inoltre la si sopprime in sede di trasmissione. Le informazioni da trasmettere (la tinta e la saturazione) si troveranno allora sulle bande laterali.

re rappresentata mediante vettori; basta ricordarsi che la modulazione di ampiezza non significa altro che il formarsi di una frequenza laterale inferiore e di una frequenza laterale superiore, naturalmente rispetto la frequenza portante. Indicando con f_c la frequenza dell'onda portante e con f_m la frequenza dell'onda modulante, avremo per la frequenza laterale inferiore il valore $f' = f_c - f_m$, e corrispondentemente per la frequenza laterale superiore, il valore $f'' = f_c + f_m$. Anche queste due onde possono essere rappresentate mediante vettori. Questi due vettori ruoteranno come quello della portante, intorno ad un comune asse (fig. 69 a).

La velocità dei tre vettori sarà però diversa in quanto il vettore che indica la frequenza laterale inferiore ruoterà con una velocità **inferiore** a quella della portante nella misura del valore della frequenza modulante mentre il vettore che indica la frequenza superiore ruoterà con una velocità **superiore** a quella della portante nella misura anch'esso del valore della frequenza modulante. Se le differenze di velocità tra f' e f_c da una parte, e f_c e f'' dall'altra sono uguali (e cioè uguali a f_m), il vettore f_c può considerarsi **immobile** mentre ruoteranno solo i vettori f' e f'' alla velocità di f_m; in particolare il vettore f' ruoterà in senso **orario** mentre f'' ruo-

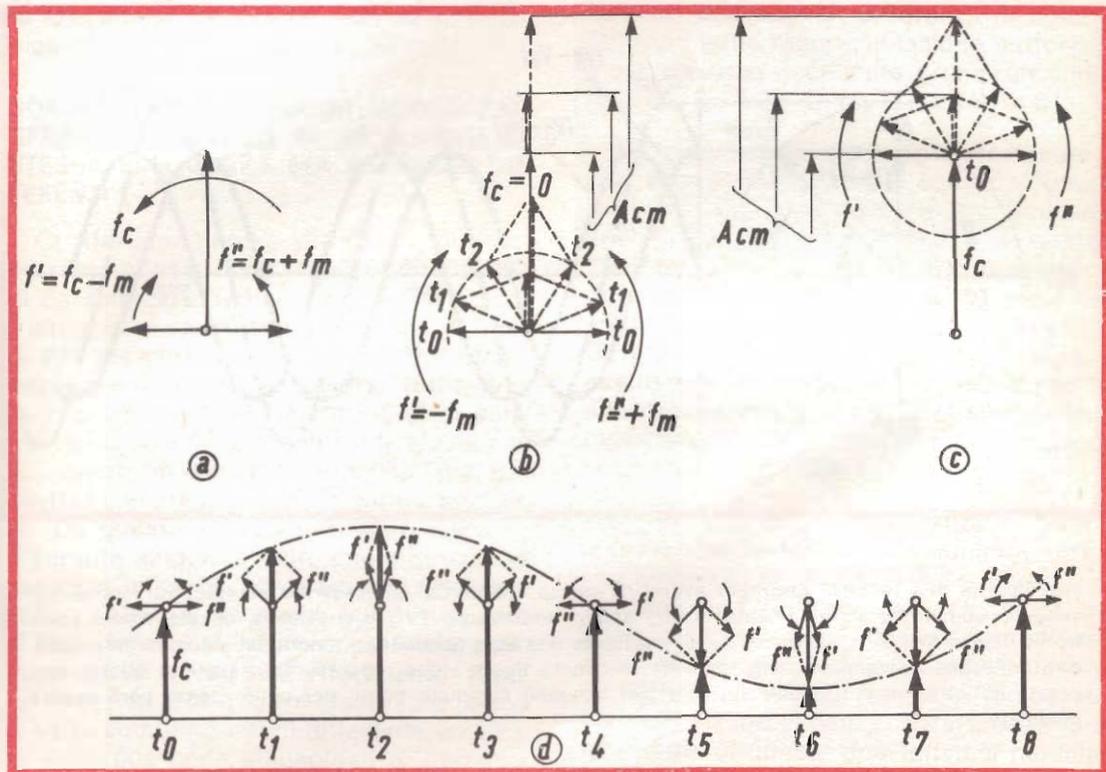



Fig. 69 - Rappresentazione grafica della modulazione di ampiezza di una portante f_c da parte di una frequenza modulante f_m. a) L'onda portante è indicata con un vettore che ruota con la velocità f_c; all'atto della modulazione si forma una frequenza laterale superiore (vettore f'' con velocità di rotazione $f_c + f_m$) ed una frequenza laterale inferiore (vettore f' con velocità di rotazione $f_c - f_m$). b) Se si suppone che il vettore della portante rimanga immobile, i vettori f' e f'' ruoteranno con la stessa velocità ma il primo in senso orario, il secondo invece in senso antiorario; i due vettori potranno quindi in istanti successivi di tempo t_0, t_1 e t_2 sommarsi geometricamente e insieme alla ampiezza della portante non modulata fornire il valore A_{cm} della portante modulata. c) Trasportando i vettori f' e f'' sulla punta del vettore della portante non modulata f_c il fenomeno appare più chiaro e più comprensibile. d) Viene indicata, in alto, in istanti successivi, la modulazione della portante durante un intero periodo della frequenza modulante. Si vede molto bene l'andamento sinusoidale dell'ampiezza della portante.

tera in senso **antiorario**. I vettori saranno pertanto sempre **simmetrici** rispetto al vettore della portante. Ciò, com'è noto, è una proprietà caratteristica della modulazione di ampiezza. La risultante dell'onda portante modulata in ampiezza A_{cm} si ottiene addizionando geometricamente al vettore f_c il vettore risultante dalla somma dei rispettivi valori istantanei dei vettori f' e f", come indicato in fig. 69 b per tre successivi istanti di modulazione rispettivamente t_0, t_1 e t_2.

La rappresentazione vettoriale dell'onda portante modulata in ampiezza A_{cm} può essere ulteriormente semplificata se, come indicato in fig. 69 c, i vettori f' e f" vengono trasportati e fatti ruotare **sulla punta** del vettore f_c anzichè **al piede** di questo vettore. Questa rappresentazione è quella comunemente impiegata quando si vuole studiare il comportamento delle onde portanti modulate in ampiezza. Per maggior chiarezza è riportato nella fig. 69 d un esempio di questa particolare costruzione che, in questo caso, è stata fatta per tempi di modulazione molto ravvicinati. Appare subito evidente la modulazione sinusoidale dell'ampiezza della portante. Nei singoli intervalli è possibile inserire un numero qualsiasi a piacere di periodi dell'onda portante (numero dei giri del vettore).

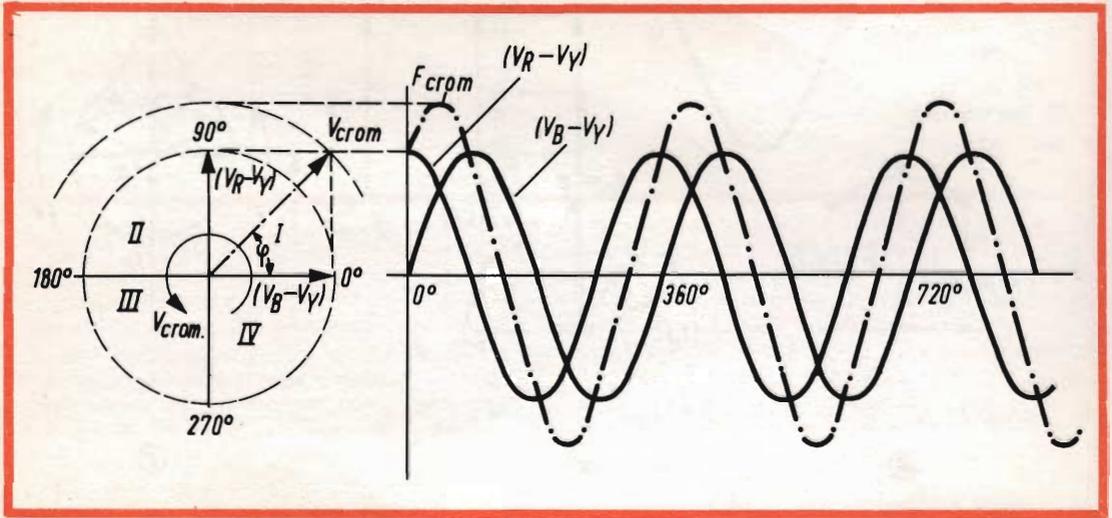



Fig. 70 - Se due tensioni alternate aventi la stessa frequenza ma essendo sfasate tra loro di 90° vengono combinate additivamente in uno stadio sommatore (+) all'uscita di questo stadio (confronta anche fig. 66 a) avremo come risultante una sola tensione, ottenuta dalla somma in quadratura delle due sopramenzionate tensioni. In questa figura viene rappresentato appunto questo processo, nel caso in cui le due sottoportanti vengano sommate punto per punto **senza però essere modulate**.

SOMMA DI DUE ONDE SINUSOIDALI SFASATE TRA LORO MA AVENTI UGUALE AMPIEZZA E FREQUENZA

Il sistema di rappresentazione di un'onda sinusoidale mediante un vettore ruotante è molto utile quando si vuole conoscere abbastanza alla svelta l'andamento che avrà **la sinusoide risultante dalla somma di due sinusoidi, sfasate, per esempio, di un angolo di 90° (fig. 70)**. Sfruttando una semplice regola di meccanica (composizione delle forze mediante la regola del parallelogramma) si potrà sapere esattamente l'ampiezza della sinusoide risultante e il relativo angolo di fase percorso. Ci riferiamo alla fig. 70. A destra abbiamo due onde sinusoidali di **uguale** ampiezza e frequenza ma sfasate di 90° l'una rispetto all'altra. A punto e tratto è indicata la sinusoidale risultante. A sinistra della stessa figura, abbiamo la rappresentazione vettoriale dello stesso fenomeno ed in più è indicato come si fa a conoscere l'am-

piezza dell'onda risultante in un dato istante (che nel nostro caso è quello in cui una sinusoide parte con un angolo di fase di 0° e l'altra, per quanto supposto, ha già percorso un angolo di 90° rispetto alla prima). Per conoscere il vettore risultante dalla somma dei vettori $(V_R\text{-}V_Y)$ e $(V_B\text{-}V_Y)$ non si fa altro che applicare la regola del **parallelogramma delle forze.**

Cosa indica il vettore risultante?

1) Con la sua **ampiezza** indica l'ampiezza della sinusoide risultante nell'istante desiderato.

2) con **l'angolo di fase** (φ) compreso tra esso e la sinusoide $(V_B\text{-}V_Y)$ indica l'angolo di sfasamento della risultante rispetto alla sinusoide $(V_B\text{-}V_Y)$ nell'istante considerato.

SOMMA DI DUE TENSIONI SINUSOIDALI SFASATE TRA LORO DI 90° AVENTI LA STESSA FREQUENZA MA AMPIEZZE DIFFERENTI

Ci riferiamo ancora alla fig. 70, ma supporremo questa volta, che le due sinusoidi da sommare, abbiano ancora la stessa frequenza e la stessa differenza di fase di 90°, **ma possano assumere, nel tempo, ampiezze differenti a piacere.** Nella figura 71 a sono indicati quattro casi di somma vettoriale di due sinusoidi sfasate di 90° aventi la stessa frequenza, ma per quattro combinazioni di differente ampiezza. **Da questo esempio si vede come la differente ampiezza delle due sinusoidi di partenza influisce non solo sull'ampiezza della risultante ma anche sul suo angolo di fase rispetto al valore di partenza, chiamato anche vettore di riferimento** (figura 71 b). Si può inoltre osservare come le varie combinazioni di differente ampiezza delle due onde sinusoidali di partenza possano fare assumere **al vettore risultante** angoli di fase che lo possano far capitare in tutti e quattro i quadranti. Possano cioè far percorrere al vettore risultante una circonferenza completa.

MODULAZIONE IN QUADRATURA DEI DUE SEGNALI DIFFERENZA DI COLORE

Fin qui abbiamo dovuto ripassare alcune nozioni a molti già note. Ritorniamo al nostro problema, e cioè **applicare ad una portante due informazioni distinte l'una dall'altra in maniera tale da poterle ricuperare di nuovo distinte all'atto della ricezione.** Queste due informazioni distinte non sono altro, come abbiamo visto, che i segnali differenza di colore del rosso $(V_R\text{-}V_Y)$ e del blu $(V_B\text{-}V_Y)$. Mentre il segnale di luminanza trasporta la luminanza di un dato colore, i segnali differenza di colore, trasportano gli altri due parametri di un dato colore e cioè **la tinta** e la **saturazione.** Abbiamo detto che i segnali differenza di colore vengono trasportati da una sola portante mediante un sistema speciale di modulazione detto in « quadratura ». Quest'ultima parola deriva dal fatto che le due tensioni che vengono modulate dai due segnali differenza di colore, formano nella rappresentazione vettoriale a cui abbiamo accennato prima, un angolo retto (= 90°) (figg. 70-71 a e 71 b).

Per trasmettere contemporaneamente i due segnali differenza di colore si dovrà fare nella seguente maniera. Una tensione proveniente da un oscillatore a quarzo (portante del colore) verrà modulata con normale modulazione di ampiezza dal segnale differenza di colore del blu $(V_B\text{-}V_Y)$. L'altra tensione di uscita dallo stesso oscillatore verrà sfasata di 90° rispetto alla precedente e successivamente verrà modulata in AM dal segnale differenza di colore del rosso $(V_B\text{-}V_Y)$ (fig. 66 a).

Questi due segnali differenza di colore è ovvio che faranno **continuamente** variare l'ampiezza di queste « due » portanti a seconda dell'informazione del colore da essi trasportata. Ci troviamo quindi nel caso di due tensioni sinusoidali sfasate di 90° e di ampiezza variabile, come accennato in precedenza. Effettuiamo ora la somma di queste due tensioni modulate in ampiezza e sfasate di 90° in un apposito **stadio sommatore.** Le figg. 71 a e 71 b ci dicono che otteremo come risultante un'onda che può variare continuamente **in ampiezza e in angolo di fase** a seconda del valore istantaneo dell'ampiezza delle due sinusoidi di partenza. **Conclusione: Siamo partiti da due onde sinusoidali modulate in ampiezza e ci troviamo di fronte un'unica onda modulata in ampiezza e in fase. Le variazioni di ampiezza e di fase di questa onda sinusoidale risultante sono del tutto indipendenti tra di loro.**

Siamo quindi riusciti a trasformare le due informazioni contenute nei due segnali differenza di colore, in due parametri continuamente variabili di una **sola** onda portante. Questi parametri, lo ripetiamo, sono l'ampiezza e l'angolo di fase di questa portante. Nei due segnali differenza di colore era contenuta l'informazione riguardante la tinta e la saturazione di un dato colore. Ma allora un parametro di questa onda risultante, e cioè l'ampiezza potrà trasportare l'informazione riguardante la saturazione, mentre l'altro parametro, e cioè, l'angolo di fase (φ) potrà trasportare l'informazione riguardante la tinta di quel dato colore (fig. 71 b).

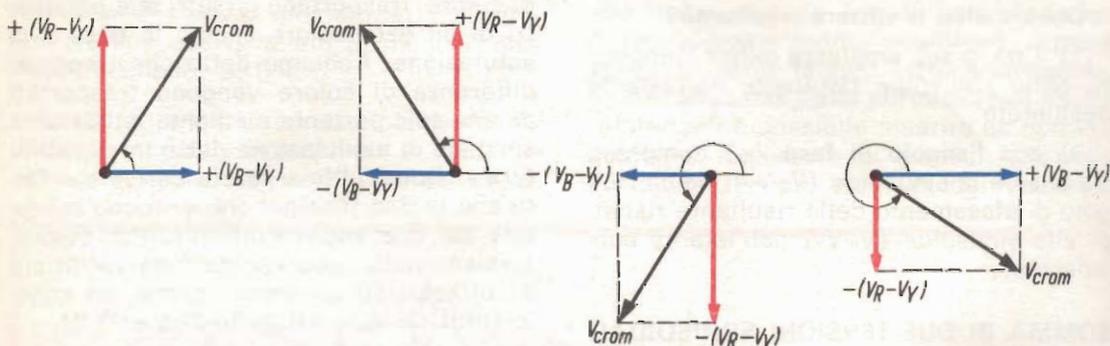



Fig. 71 - In questa figura sono rappresentati quattro diversi istanti di modulazione delle due tensioni modulate rispettivamente dai segnali (V_R-V_Y) e (V_B-V_Y). Le ampiezze delle due tensioni furono variate a caso tra valori positivi e negativi sempre però rimanendo sfasate di 90°. La direzione (φ) e la lunghezza del vettore risultante (V_{crom}) forniscono immediatamente il valore istantaneo e la fase della tensione alternata risultante. (portante del colore o sottoportante). Questa rappresentazione vettoriale semplifica enormemente il lavoro di somma delle varie sinusoidi; basta solo ricordarsi che ciascun vettore ruota con una velocità pari alla frequenza della sottoportante, compie cioè 4 milioni 429 mila 687,5 giri al secondo. Appare chiaro come l'ampiezza e la fase della sottoportante risultante vengano direttamente a dipendere solo dalle ampiezze delle tensioni in quadratura modulate dai segnali differenza di colore. Abbiamo quindi ottenuto mediante la semplice modulazione di ampiezza di due sottoportanti, un'unica sottoportante avente la stessa frequenza delle precedenti sottoportanti ma modulata contemporaneamente di ampiezza e di fase.

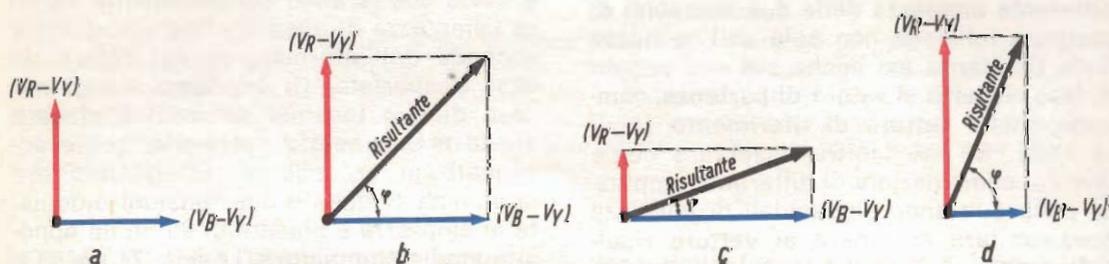



Fig. 71 b - Questa figura fa comprendere ancora meglio della precedente come, pur rimanendo nel 1 quadrante, a seconda che predomini la portante modulata dal segnale (V_R-V_Y) o (V_B-V_Y), la fase del vettore risultante varia considerevolmente. Essa sarà influenzata dal vettore più « lungo ». Siccome i segnali (V_R-V_Y) e (V_B-V_Y) esprimono **solo** il contenuto del colore di una immagine, ecco perché la corrispondente variazione di fase dovuta al loro diverso valore risulterà **direttamente collegata con il colore** da trasmettere. Quindi **fase = colore**. D'altra parte, **l'ampiezza** dei segnali differenza di colore indica l'intensità del colore, la forza del colore. Ed ecco allora perché l'ampiezza della risultante risulta anch'essa direttamente collegata alla forza del colore, e cioè, alla sua saturazione.

Conclusione:

La portante video trasporterà il segnale di luminanza. « A cavallo » del segnale di luminanza verrà messa una sottoportante (portante del colore) le cui variazioni di ampiezza corrisponderanno alle variazioni di saturazione mentre le variazioni di fase **rispetto ad un asse di riferimento** corrisponderanno alla tinta del colore che si vuole trasmettere. I tre segnali di colore uscenti dalla telecamera (V_R, V_V e V_B) eccoli quindi trasformati, per poter essere trasmessi in un canale standard della televisione.

Fig. 72 - Può considerarsi il 1 quadrante delle precedenti rappresentazioni vettoriali. In ascissa (vettore in posizione orizzontale) abbiamo la tensione della portante del colore modulata dal segnale differenza di colore (V_B-V_Y). In ordinata (vettore in posizione verticale) si trova l'altra tensione della portante del colore che, come abbiamo visto, è sfasata di 90° rispetto alla prima. La somma di queste due tensioni modulate dai segnali differenza di colore è rappresentata dal vettore risultante O-A che può considerarsi l'ipotenusa del triangolo OAB. In base alla nota formula del teorema di Pitagora è possibile conoscere il valore di questa ipotenusa.

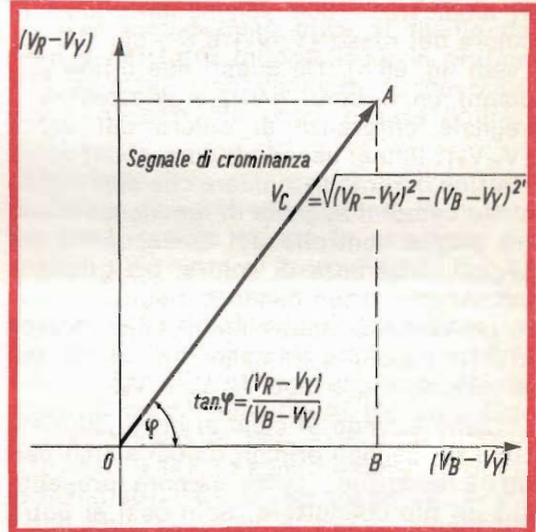
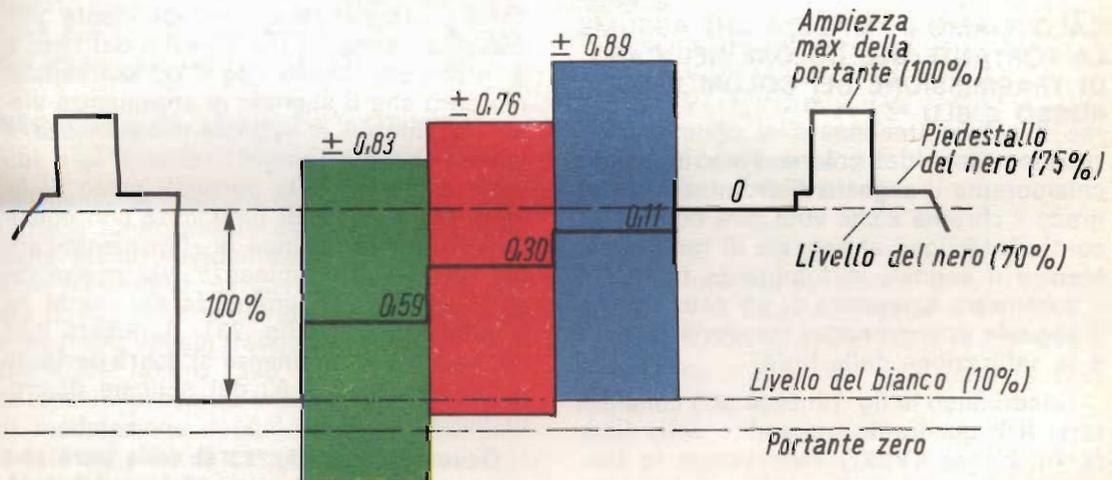



Fig. 73 - Il segnale di crominanza di ciascun dei tre colori primari (oscillazione 4,43 MHz) viene aggiunto al segnale di luminanza del colore corrispondente. La sua ampiezza viene calcolata come specificato in fig. 72. Si noti l'eccessiva ampiezza che assume il segnale risultante (segnale composto) il quale da una parte oltrepassa il livello del nero e dall'altra oltrepassa il livello del bianco.

1) nel segnale di luminanza.

2) in una portante modulata di fase e di ampiezza.

Naturalmente, per poter rivedere l'immagine sullo schermo di un cinescopio a maschera, bisognerà riestrarre dalla portante video il segnale di luminanza e dalla portante del colore, modulata in fase ed in ampiezza, i due segnali differenza di colore del rosso (V_R-V_Y) e del blu (V_B-V_V) (vedi fig. 66 b). Da questi due ultimi mediante un circuito matrice si ricaverà il segnale differenza di colore del verde (V_V-V_Y). Infine, usando il cinescopio come matrice, faremo in maniera che applicando ai tre catodi il segnale di luminanza e alle tre griglie controllo del cinescopio i tre segnali differenza di colore, tra griglia e catodo di ciascun cannone risulti applicato un segnale (naturalmente amplificato) in tutto uguale ai tre segnali di uscita della telecamera, e cioè V_R, V_V e V_B.

Come si vede, il ciclo si deve chiudere con i tre segnali primari da cui siamo partiti. È opportuno tener sempre presente questo **filo conduttore.** Solo così si potrà veder chiaro nei complicati circuiti che trasformano e rielaborano, questi « poveri » tre segnali di uscita della telecamera. Per vedere l'immagine a colori sullo schermo del televisore ci vogliono solo ed esclusivamente questi tre segnali!

CALCOLIAMO L'AMPIEZZA CHE ASSUME LA PORTANTE DEL COLORE NEL CASO DI TRASMISSIONE DEI COLORI VERDE, ROSSO E BLU

La portante del colore d'ora in poi la chiameremo il **segnale di crominanza** (dal greco « chroma » che vuol dire colore) in contrapposizione al **segnale di luminanza.** Mentre il segnale di luminanza trasporta il parametro luminanza di un dato colore, il segnale di crominanza trasporta la tinta e la saturazione della tinta.

Osserviamo la fig. 72. Essa può considerarsi il I° quadrante ingrandito della figura 70. L'asse (V_B-V_Y) rappresenta la tensione sinusoidale della portante del colore modulata dal segnale differenza di colore (V_B-B_Y). L'asse (V_R-V_Y), che si trova a 90° rispetto al precedente, rappresenta sempre la tensione sinusoidale della portante del colore, in questo caso sfasata di 90° rispetto alla precedente. Questa tensione sinusoidale sfasata di 90° viene modulata dal segnale differenza di colore (V_R-V_Y). La tensione sinusoidale-somma, abbiamo visto, viene calcolata con la regola del parallelogramma delle forze. Questa tensione-somma è rappresentata dalla diagonale O-A. Per calcolare la lunghezza di questa diagonale si applica il teorema di Pitagora, e pertanto sarà:

$$V_{crom.} = \sqrt{(V_B - V_Y)^2 + (V_R - V_Y)^2}$$

Ciò premesso, vediamo un po' di calcolare l'ampiezza del segnale di crominanza nel caso di trasmissione dei tre colori primari verde, rosso e blu. Sappiamo già (vedi fig. 64a) o tabella I pag. 1226) che nel caso di trasmissione del verde, **il segnale differenza di colore del rosso (V_R — —V_Y)** assume il valore di —0,59. A sua volta, **il segnale differenza di colore del blu (V_B—V_Y)** nel caso di trasmissione del verde assume anch'esso il valore di — 0,59. Pertanto nel caso di trasmissione del verde, l'ampiezza del segnale di crominanza sarà:

$$V_{crom.} = \sqrt{(-0,59)^2 + (-0,59)^2} = \pm 0,83$$

Ciò significa che nel caso di trasmissione del verde, il segnale di crominanza potrà assumere un valore di ± 0,83 %.

Esso quindi « assorbe » simmetricamente intorno all'asse di riferimento già l'83% della massima ampiezza di modulazione della portante video corrispondente alla distanza esistente tra il livello del nero e il livello del bianco (fig. 73). Noi sappiamo però che il segnale di crominanza viene « aggiunto » al segnale di luminanza, e questo segnale-somma risultante va a sua volta a modulare la portante video. Il livello del segnale di luminanza può considerarsi quindi la linea di riferimento-zero del segnale di crominanza. Nel nostro caso il segnale di luminanza del verde ha il valore di 0,59 (fig. 73). A questo 0,59 del segnale di luminanza si dovrà pertanto aggiungere il ± 0,83 del segnale di crominanza.

Osservando la fig. 73 si vede però che nel caso di trasmissione del verde viene superato il campo normale di modulazione della portante sia in direzione del bianco che in direzione del nero. Siamo in presenza di un caso di sovramodulazione e questo dovrà essere evitato.

Vediamo ora cosa succede nel caso di trasmissione del rosso. **Il segnale differenza di colore del rosso ($V_R - V_Y$)** nel caso di trasmissione del rosso assume il valore di + 0,70 mentre il segnale differenza di colore del blu ($V_B - V_Y$) assume il valore di — 0,30 (vedi tabella I pag. 1226). L'ampiezza del segnale di crominanza nel caso di trasmissione del rosso sarà pertanto:

$$V_{crom.} = \sqrt{(-0{,}30)^2 + (0{,}70)^2} = \pm 0{,}76$$

Anche in questo caso l'ampiezza del segnale di crominanza, aggiunta all'ampiezza del segnale di luminanza del rosso (0,30), produrrà uno « scavalcamento » dei limiti di modulazione sia in direzione del livello del bianco sia in direzione del livello del nero. **Anche qui avremo quindi un caso di sovramodulazione della portante.**

Nel caso infine di trasmissione del blu, le ampiezze delle tensioni dei segnali differenza di colore del rosso ($V_R - V_Y$) e del blu ($V_B - V_Y$) di questo colore sono rispettivamente — 0,11 e 0,89 (vedi tabella I pag. 1226). L'ampiezza del segnale di crominanza nel caso di trasmissione del blu sarà pertanto:

$$V_{crom.} = \sqrt{(0{,}89)^2 + (-0{,}11)^2} = \pm 0{,}89$$

Se si aggiunge questo valore (± 0,89) al livello che il segnale di luminanza ha per il colore blu (0,11) vedremo che in questo caso la sovramodulazione si estenderà per la maggior parte nella direzione del livello del nero. (fig. 73).

NECESSITÀ DI RIDURRE L'AMPIEZZA DEI SEGNALI DIFFERENZA DI COLORE

Quando un segnale che modula una portante è tanto grande da annullare la portante stessa, evidentemente non può essere trasmesso. La sovramodulazione dovrà quindi essere evitata se si vuole che il segnale venga trasportato da una portante. Nel nostro caso, il livello del bianco che rappresenta la massima ampiezza di modulazione (100%) viene, (specialmente nel caso di trasmissione del verde) abbondantemente superato. Conclusione: **per evitare la sovramodulazione bisognerà ridurre l'ampiezza dei segnali differenza di colore.** Ma anche in questo caso bisognerà fare in modo che la riduzione non sia troppo « drastica », poichè se ciò si verificasse si andrebbe incontro ad un peggioramento del rapporto **segnale di crominanza/disturbo.** In questo caso il **segnale** di crominanza avrebbe la peggio!

Questo inconveniente della sovramodulazione fu a suo tempo oggetto di studio in America. In base a tutte le prove di trasmissione fatte al riguardo si venne alla conclusione che un **superamento del 33% di modulazione oltre al livello del nero è del tutto tollerabile**, e in pratica, non dà alcun inconveniente. La sovramodulazione pertanto potrà essere limitata al 33%.

Partendo da questo valore massimo ammissibile di sovramodulazione, di quanto dovranno essere ridotte le ampiezze dei segnali differenza di colore? Dalla fig. 74 si ricava che il segnale di crominanza del colore rosso dovrà avere, per quanto sopra detto, un'ampiezza pari a ± 0,63 (30 + 33 = 63) mentre l'ampiezza del segnale di crominanza per il blu sarà limitata ad un valore pari a ± 0,44 (0,33 + + 0,11 = 0,44). I segnali differenza di colore rispettivamente del rosso ($V_R - V_Y$) e del blu ($V_B - V_Y$) dovranno quindi essere proporzionalmente ridotti di un certo fattore che per il momento noi non conosciamo. Per il segnale differenza di colore del rosso ($V_R - V_Y$) questo fattore lo chiameremo **m** mentre per il segnale differenza di colore del blu ($V_B - V_Y$) lo chiameremo **n.**

Potremo quindi scrivere:

$$(V_R - V_Y)\,\mathbf{m} = (V_R - V_Y)^*$$
$$(V_B - V_Y)\,\mathbf{n} = (V_B - V_Y)^*$$

Applicando le precedenti regole il segnale di crominanza per il colore rosso sarà:

$$V_{crom.} = \pm 63 = \sqrt{(-0{,}30\,n)^2 + (0{,}70\,m)^2}$$

Per il colore blu avremo:

$$V_{crom.} = \pm 44 = \sqrt{(0{,}89\,n)^2 + (-0{,}11\,m)^2}$$

Risolvendo queste due equazioni rispetto ad **m** ed a **n** avremo:

$$n = 0{,}49$$
$$m = 0{,}88$$

Il segnale differenza di colore del rosso ($V_R - V_Y$) dovrà pertanto essere moltiplicato per il fattore 0,88 mentre il segnale differenza di colore del blu ($V_B - V_Y$) dovrà essere moltiplicato per il fattore 0,49.

Fig. 74 - Come nella figura precedente ma con il segnale di crominanza ottenuto con valori **ridotti** dei segnali differenza di colore. In questo caso la sovramodulazione non oltrepassa il 33%, limite massimo ammesso. A parte è indicato il solo segnale di crominanza chiamato comunemente il «pacchetto della crominanza».

Fig. 75 - (Nella pagina a destra in alto) - Schema a blocchi indicante come viene formato il cosiddetto **segnale-composto**. Abbiamo la sezione della modulazione in quadratura che ci dà il segnale di crominanza nel quale si trovano sotto forma di modulazione di ampiezza e di fase, rispettivamente, la saturazione e la tinta del colore da trasmettere. Questo segnale di crominanza viene sommato (ma solo le sue bande laterali!) al segnale di luminanza. Questo segnale-composto va infine a modulare la portante video.

Fig. 76 - (Nella pagina a destra in basso) - Sistema di trasmissione di immagini a colori compatibile. La sua realizzazione è possibile grazie alla scissione dell'informazione complessiva di un colore in un segnale di luminanza ed in un segnale di crominanza (tinta + saturazione).

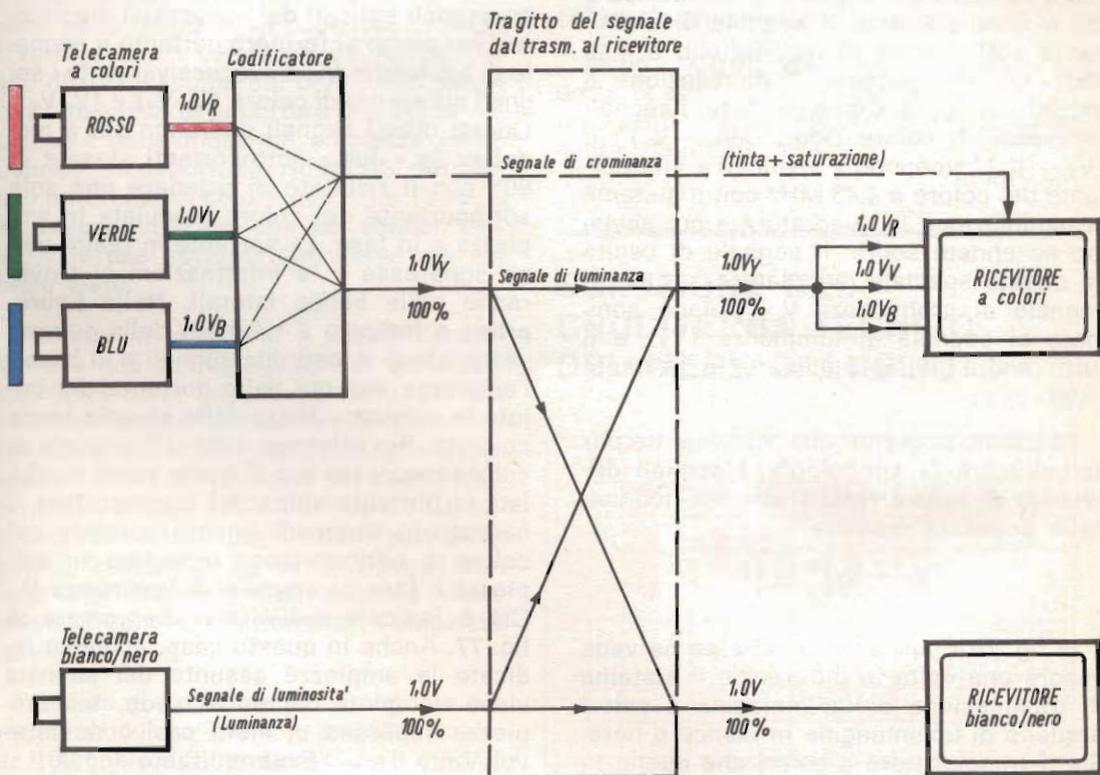
In base a questi valori **ridotti** dei segnali differenza di colore avremo:

$$(V_R - V_Y)^* =$$
$$= 0{,}62\ V_R - 0{,}52\ V_V - 0{,}10\ V_B$$

e

$$(V_B - V_Y)^* =$$
$$= -0{,}15\ V_R - 0{,}29\ V_V + 0{,}44\ V_B$$

Nel caso di trasmissione del bianco questi segnali differenza di colore ridotti si annullano come appunto accadeva per gli stessi segnali prima di aver subìto la riduzione. Da questi segnali differenza di colore ridotti si potrà ora ricavare l'ampiezza finale del segnale di crominanza.

Telecamera a colori
Codificatore
Tragitto del segnale dal trasm. al ricevitore
ROSSO 1,0 VR
VERDE 1,0 VV
BLU 1,0 VB
Segnale di crominanza (tinta + saturazione)
1,0 VY 100% Segnale di luminanza 1,0 VY 100%
1,0 VR 1,0 VV 1,0 VB
RICEVITORE a colori
Telecamera bianco/nero
Segnale di luminosita' (Luminanza) 1,0 V 100%
1,0 V 100%
RICEVITORE bianco/nero

Per il rosso il segnale di crominanza sarà:

$$V_{crom.} = = \sqrt{(-0,15)^2 + (0,62)^2} = \pm 0,63$$

Per il verde sarà:

$$V_{crom.} = = \sqrt{(-0,29)^2 + (-52)^2} = \pm 0,59$$

e per il blu:

$$V_{crom.} = = \sqrt{(0,44)^2 + (-0,10)^2} = \pm 0,44$$

Questi segnali differenza di colore ridotti aggiunti al rispettivo segnale di luminanza daranno un segnale-composto avente l'ampiezza indicata in fig. 74. In questa figura abbiamo indicato in basso il segnale di crominanza dei suddetti colori, separato dal segnale di luminanza (il cosiddetto « pacchetto di crominanza »). Come già abbiamo detto esso è costituito dalle bande laterali (prodotto di modulazione) della portante soppressa, aventi la frequenza di 4,43 MHz. Questa oscillazione a 4,43 MHz all'atto della trasmissione viene « messa a cavallo » o sommata al segnale di luminanza. La portante video risulterà quindi modulata da un segnale di modulazione formato dal segnale di luminanza a cui è stato aggiunto il segnale di crominanza sotto forma di oscillazione a 4,43 MHz. Questo sistema di modulazione è indicato in fig. 75. Come già detto i segnali differenza di colore ridotti $(V_R - V_Y)^*$ e $(V_B - V_Y)^*$ vengono « applicati » alla portante del colore a 4,43 MHz con il sistema di modulazione in quadratura a cui abbiamo accennato sopra. Il segnale di uscita da questo speciale modulatore, e cioè, il segnale di crominanza $V_{crom.}$ viene sommato al segnale di luminanza (V_Y) e il tutto andrà poi a modulare la portante video.

Facciamo presente che attualmente per semplificare la simbologia, **i segnali differenza di colore ridotti** vengono indicati nella seguente maniera:

$$(V_B - V_Y)^* = U$$
$$(V_R - V_Y)^* = V$$

In fig. 76 riportiamo, perché se ne veda ancora una volta la differenza, il sistema di trasmissione di un'immagine a colori e quello di un'immagine in bianco e nero. Sia il trasmettitore a colori che quello in bianco e nero, di un'immagine a colori forniscono lo stesso segnale di luminanza. La compatibilità è quindi assicurata. Nel trasmettitore a colori tale segnale viene ricavato mediante un circuito matrice dai tre segnali dei colori primari forniti dai tre tubi da ripresa della telecamera. Parallelamente a questo segnale di luminanza, viene formato un segnale di crominanza $(V_{crom.})$ mediante modulazione in quadratura dei due segnali differenza di colore ridotti, rispettivamente **U** e **V**. Nel segnale di crominanza sono contenute le altre due caratteristiche del colore, e cioè, la tinta e la saturazione della tinta.

RIEPILOGO

Si suppone che le barre colorate di figura 77 (sezione sinistra della figura) siano poste davanti ad una telecamera a colori come immagine da riprendere. I segnali prodotti dai tre canali di amplificazione avranno allora la forma d'onda rappresentata dai diagrammi V_R, V_V, V_B. Con questi tre soli segnali d'uscita (rispettivamente V_R, V_V e V_B) si formeranno successivamente mediante i circuiti-matrice e i circuiti-addizionatori sopramenzionati, **tutti** gli altri segnali indicati dai successivi diagrammi. Per primo si formerà pertanto il segnale di luminanza V_Y, e successivamente i segnali differenza di colore $(V_R$-$V_Y)$ e $(V_B$-$V_Y)$. Questi ultimi segnali andranno poi a modulare le « due » sottoportanti sfasate di 90°, con il risultato di ottenere **una** sola sottoportante del colore modulata in ampiezza e in fase. La portante in realtà viene soppressa e le informazioni si troveranno nelle bande laterali. Nella figura, **prima** è indicato il risultato della somma vettoriale di questi due segnali e **in basso** l'ampiezza assunta dalla portante del colore in corrispondenza delle singole barre colorate. Per ottenere, infine, il segnale di colore-composto con il quale viene modulata la portante video del trasmettitore è necessario sommare questa portante del colore o sottoportante modulata in ampiezza e fase al segnale di luminanza V_Y. Ciò è indicato nell'ultimo diagramma di fig. 77. Anche in questo caso, abbiamo indicato le ampiezze assunte dal segnale video completo. Come si vede, tali ampiezze superano in molti casi considerevolmente il valore normalizzato di 1,00.

Si deve ricordare però che il nostro sistema di trasmissione deve essere compatibile. Ciò implica che un ricevitore in bianco e nero deve poter riprodurre mediante il segnale V_Y, (solo a questo segnale esso può infatti reagire) una buona immagine in bianco e nero. Ciò significa che il segnale V_Y deve poter modulare la portante del trasmettitore con il suo valore massimo pari a 1,00, e che quindi il superamento di questo valore da parte del segnale di crominanza completo produrrebbe una sovramodulazione del trasmettitore, e di conseguenza, tutti gli inconvenienti e le distorsioni a questa connessi.

Si deve tener presente però che i rapporti di ampiezza che compaiono nella fig. 77 valgono solo per colori molto saturi dello spettro e quindi pressoché puri. In pratica, raramente si incontrano tali colori. È più facile che si debbano riprodurre colori meno saturi, e quindi più o meno mescolati con il bianco. Anche per questi colori non saturi si potrebbero tracciare gli stessi diagrammi riportati in fig. 77. In questo caso però essi avrebbero le ampiezze massime notevolmente inferiori a quelle dei colori saturi, e di conseguenza la modulazione della portante non avverrebbe nella maniera **spropositata** con cui si verifica con i colori saturi. Anche nel caso di trasmissione dei colori non saturi è però necessario apportare una certa «riduzione» delle massime ampiezze introducendo un'opportuna riduzione dei segnali differenza di colore $(V_R\text{-}V_Y)$ e $(V_B\text{-}V_Y)$. **Ciò deve farsi prima che tali segnali modulino le due sottoportanti come già abbiamo visto.**

Siccome in pratica si è potuto constatare che una sovramodulazione della sottoportante nella misura del 33%, se non si verifica troppo spesso, è perfettamente tollerabile, si è pensato di scegliere opportuni fattori di riduzione dei segnali-differenza di colore $(V_R\text{-}V_Y)$ e $(V_B\text{-}V_Y)$. In base a questi fattori per i colori puri dello spettro, indicati in fig. 77 (a destra) non viene mai superato, nel segnale video completo (ultimo diagramma), l'ampiezza massima di 1,33.

Il fattore di riduzione per il segnale differenza di colore $(V_R\text{-}V_Y)$, è **0,877**, quello per il segnale differenza di colore $(V_B\text{-}V_Y)$ è **0,493**. Avremo quindi:

$$(V_R\text{-}V_Y)^* = 0{,}877\,(V_R\text{-}V_Y) = 0{,}62V_R - 0{,}52V_V - 0{,}10V_B$$

e

$$(V_B\text{-}V_Y)^* = 0{,}493\,(V_B\text{-}V_Y) = -0{,}15V_R - 0{,}29V_V + 0{,}44V_B$$

In fig. 77 (sezione destra) sono stati indicati a) questi due segnali ridotti; b) la somma vettoriale delle due sottoportanti modulate da questi segnali; c) l'ampiezza della portante del colore risultante ed infine, d) l'ampiezza del segnale completo formato dal segnale di luminanza V_Y (non ridotto) con sovrapposta la portante del colore. Come appare da quest'ultimo diagramma, l'1,33% ammissibile dell'ampiezza standard 1 per il bianco, non viene mai superato.

È evidente però che questa riduzione dell'ampiezza dei segnali differenza di colore $(V_R\text{-}V_Y)^*$ e $(V_B\text{-}V_Y)^*$, introdotta prima che questi vadano a modulare nel trasmettitore le sottoportanti in quadratura, dovrà essere ricompensata nel ricevitore (dopo lo stadio demodulatore), mediante una corrispondente amplificazione dei medesimi, in quanto solo in questa maniera si potrà avere una fedele riproduzione dei colori trasmessi.

In fig. 77 è riportata su scala molto ridotta la somma vettoriale delle due sottoportanti sfasate di 90° e la corrispondente risultante (8).

(continua)

SOLUZIONE DEL CRUCIVERBA TECNICO DEL MESE DI LUGLIO

COME VIENE FORMATO IL SEGNALE VIDEO-COMPOSTO CHE ANDRÀ A MODULARE LA PORTANTE VIDEO, NEL CASO DI TRASMISSIONE DI SEI BARRE COLORATE.

a) Senza la riduzione dei segnali (V_R-V_Y) e (V_B-V_Y).

b) Con la riduzione dei precedenti segnali allo scopo di evitare una sovramodulazione del trasmettitore (133%).

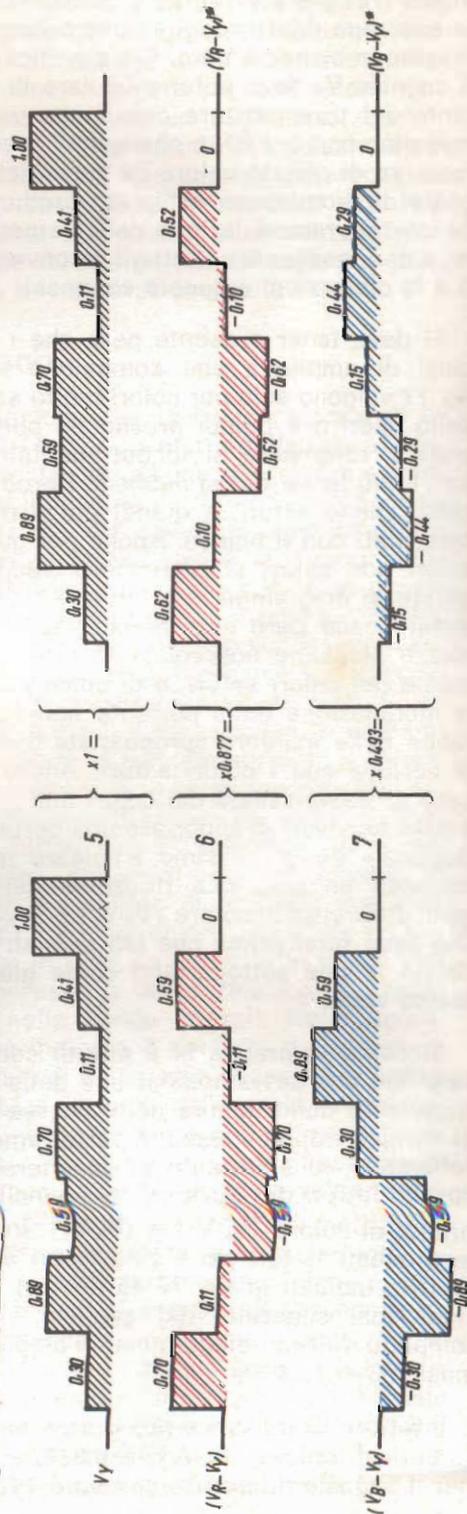
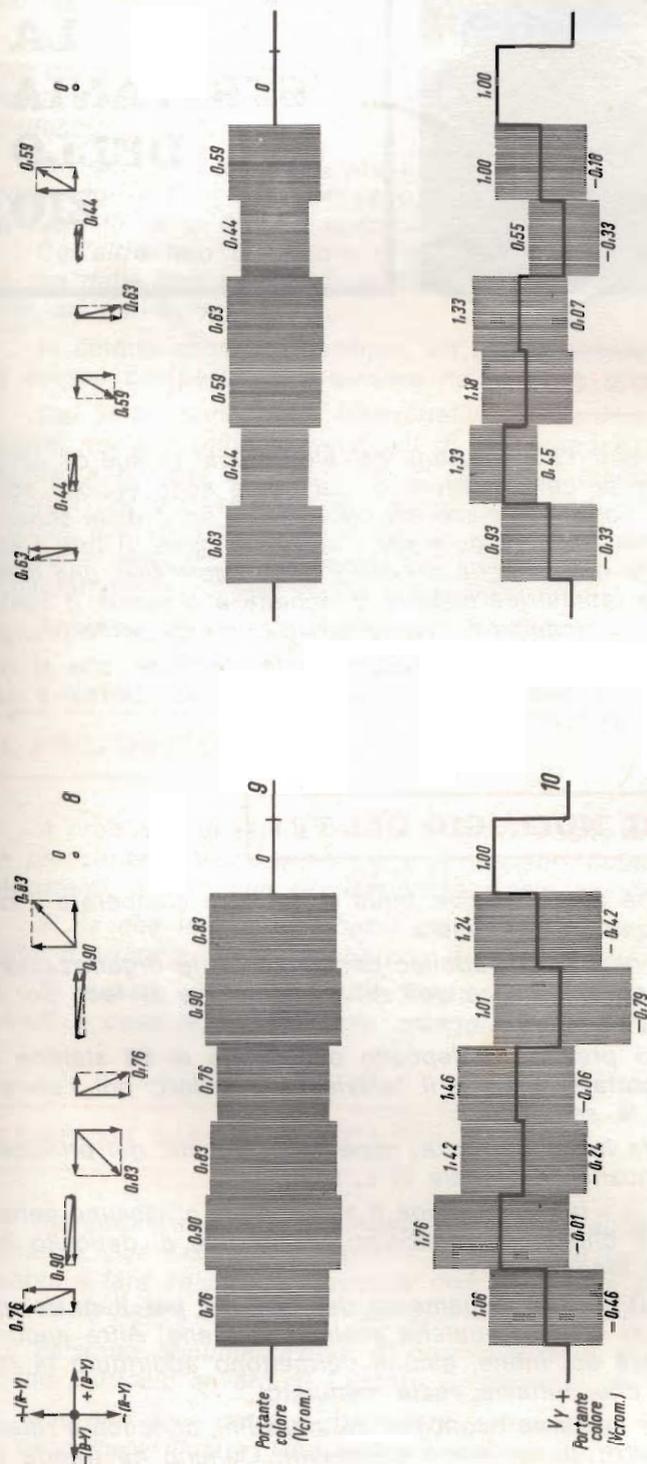



Fig. 77 - Questa figura riassume quanto abbiamo detto nelle precedenti puntate. Il segnale da riprendere posto davanti alla telecamera è un segnale a barre di colore. (1) Notiamo i tre primari della TVC e i relativi complementari. (2), (3), (4) sono i segnali di uscita dei tubi da ripresa rispettivamente del rosso, del verde e del blu. (5) È il segnale di luminanza di queste barre di colore. (6) e (7) Sono i segnali differenza di colore del rosso e del blu sempre di queste barre. (8) Sono indicati l'ampiezza e l'angolo di fase della portante modulata in quadratura dai precedenti segnali differenza di colore. (9) È l'ampiezza che il segnale di crominanza (portante del colore) assume per ognuno di questi colori. (10) È il segnale video-composto che **dovrebbe** andare a modulare la portante video. Esso è formato dal segnale di luminanza al quale viene sovrapposto il segnale di crominanza.
A destra viene ripetuta la stessa sequenza ma partendo da segnali differenza di colore **ridotti**. Ciò per evitare di superare il massimo valore di sovramodulazione ammesso.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

SUPERMERCATO ELETTRONICO

Che cosa non si semplifica, con l'applicazione dell'elettronica! In Rue de Javel a Parigi è stato inaugurato il supermercato elettronico, nel quale sono esposti solo dei campioni. A fianco di essi, a portata di mano del pubblico, vi sono delle schede perforate. Seguiamo un compratore: esso circola per i corridoi, come in tutti i supermercati, e si ferma a prendere una scheda del caffé, una di detersivo, una delle patate e così via. Alla cassa, una tabulatrice elabora le schede e presenta il conto dettagliato con l'elenco dei prodotti acquistati. Intanto arriva la merce bell'e pronta.

Il supermercato elettronico sarà accolto con malumore dai bambini, che si divertono un mondo a farsi sospingere dalle mamme, stando seduti sui carrelli e dai distratti che distruggono montagne di scatolame.

È UN BENE O UN MALE IL NOLEGGIO DEI TV?

In Inghilterra, e ciò accadrebbe anche altrove, molti vorrebbero comperare il televisore a colori ma pochi possono permetterselo.

Il diaframma creatosi in tal modo fra il pubblico desideroso e le organizzazioni commerciali è stato girato di fianco per mezzo dell'affitto, come già si fece per il bianco e nero.

E' sorto così un sistema che prevede il deposito cauzionale di 68 sterline e 5 scellini, circa 130.000 lire per portarsi a casa il televisore a colori; poi l'utente paga circa 2.500 lire di noleggio la settimana.

Sul sistema si è subito formata la concorrenza, rispettosa, tuttavia, del principio fondamentale di far versare il deposito cauzionale in L. 68.5. —

Gli inglesi, come si sa, usano il « fair play » cioè il gioco leale, e nessuno pensa di fare lo sgambetto ai concorrenti chiedendo, mettiamo, 65 sterline di deposito invece di 68.5. — Il deposito non si tocca.

La concorrenza si svolge piuttosto sul pagamento del canone, per il quale alcune ditte concedono delle « pause », altre qualche scellino in meno. Altre ancora si battono sul settore dell'assistenza ed, infine, alcune permettono addirittura la rateazione del deposito cauzionale che, tuttavia, resta immutato.

Il fenomeno, sintomatico della moderna economia dei consumi, conduce a riflessioni di carattere opposto, che noi riferiamo senza commenti. Ognuno ne tragga le conclusioni che gli sono più congeniali.

Da un lato c'è il pubblico desideroso di procurarsi il TV a colori per l'eterna legge secondo cui l'esistenza di un bene genera la propensione a possederlo. Ma questa propensione è ostacolata dal prezzo di quel determinato bene che, tuttora, non può scendere.

Che cosa avviene, allora? Alcuni, anzi pochi gruppi commerciali aggirano l'ostacolo per mezzo del noleggio. Il pubblico trova in tal modo la soddisfazione dei suoi desideri tendenti al miglioramento dell'informazione, del diletto, dell'istruzione, dello spettacolo.

Fin qui, tutto collimerebbe coi principi degli economisti moderni, i quali, a differenza degli antichi che vedevano nei consumi la distruzione della ricchezza, vedono piuttosto la fonte di cicli continuati di lavoro e perciò di benessere.

Dall'altro lato ci sono i gruppi commerciali che hanno bensì favorito il pubblico, ma dalla loro azione ricavano utili eccezionali. La concorrenza porrà qualche limite, ma non troppi.

In cinque anni, per esempio, un utente sborsa in tutto circa 700.000 lire, mentre se avesse comperato il televisore ne avrebbe spese 500.000 o meno.

Qui si pongono degli interrogativi manzoniani: è ammissibile che alcune compagnie ricavino utili congiunturali di tali proporzioni? Ma senza l'azione di tali compagnie, a parte il servizio reso al pubblico, lavorerebbero le fabbriche, gli operai, i tecnici? Senza contare che i tecnici di laboratorio, potendo restare attivamente sulla breccia del colore, daranno un contributo alla programmazione e alla produzione, per cui è lecito pensare che fra qualche anno le cose cambieranno aspetto, poiché i miglioramenti produttivi ridurranno i costi.

Abbiamo accennato al Manzoni e concludiamo con parole sue: ai posteri...

A PROPOSITO

A proposito di rateazioni gli americani sono arrivati all'acme del sistema: chi paga per contanti viene guardato con sospetto, come colui che ha perso il credito dei negozianti. E' ciò che riferiscono le riviste commerciali specializzate.

Si sa che in America basta trovare un impiego qualunque e, senza che chiedi nulla, ti arriva a casa il frigorifero, il televisore, la lavatrice e quant'altro.

Di questo passo, c'è da aspettarsi che qualche organizzazione commerciale mandi a casa la sposa come omaggio della ditta, e il corredo da pagare a rate.

ZERO IN MATEMATICA

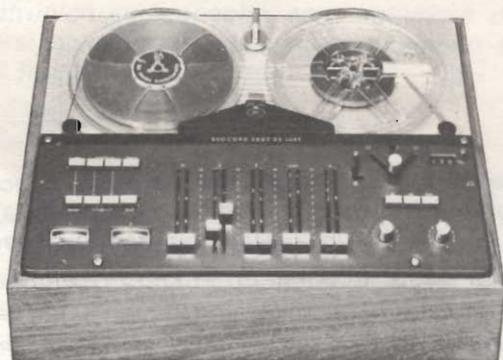
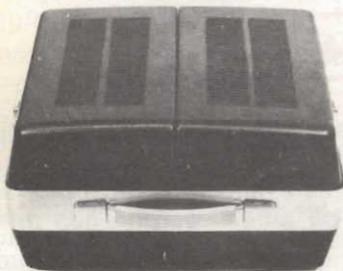
Incredibile ma vero, Alessandro Volta non ebbe troppa dimestichezza con la matematica, pur essendo professore di fisica. Fu un genio della sperimentazione ma, quanto a fare calcoli, la faccenda non gli andava giù; si asteneva dall'affrontare concetti matematici persino con gli allievi, perchè non avrebbe saputo come cavarsela.

Esistono documentazioni di contemporanei su questa sua lacuna, fra cui uno scritto piuttosto severo di Lazzaro Spallanzani.

Ciò non deve indurre gli studenti a trascurare la matematica, col pretesto di avere un collega illustre. Non tutti posseggono le eccelse qualità con cui Volta poteva compensare ad usura una tale manchevolezza!

Zio Ruben

La Casa danese B & O è conosciuta per tecnica qualità e linea d'avanguardia

Possedere un prodotto di qualità e avere nella propria casa dei magnifici apparecchi, come ad esempio, un registratore o un complesso stereo B & O, è una ambizione di tutti. A questo piacere si aggiunge la sicurezza che i prodotti B & O sono venduti unicamente da organizzazioni altamente qualificate nella vendita di prodotti radio.
Nel mercato mondiale dei fabbricanti d'elettronica, la marca B & O garantisce prodotti di prima qualità, e i clienti più esigenti, per i quali il prezzo non è la sola condizione, preferiscono questi apparecchi caratterizzati da una tecnica d'avanguardia e da un disegno elegante e sobrio, secondo le migliori tradizioni danesi.
Perchè quindi dovreste accontentarVi del meno, potendo il più?

REGISTRATORE STEREOFONICO SEMIPROFESSIONALE TRANSISTORIZZATO
BEOCORD 2000 DE LUXE T PORTATILE

REGISTRATORE STEREOFONICO SEMIPROFESSIONALE TRANSISTORIZZATO
BEOCORD 2000 DE LUXE K

A/S BANG & OLUFSEN - STRUER - DENMARK

AMPLIFICATORI B. F. IN TECNICA INTEGRATA

BASSA FREQUENZA

I parte

Il presente articolo descrive brevemente alcune proprietà dei circuiti integrati, soffermandosi dettagliatamente sulla fabbricazione e sui principi di funzionamento dell'amplificatore per bassa frequenza TA111 realizzato con tale tecnica della Siemens A.G. di Monaco.

Tutti i più recenti successi nel campo dell'elettronica miniaturizzata, come radar portatili, calcolatori elettronici da tavolino, sistemi di controllo per missili, ecc., sono stati ottenuti grazie all'impiego di componenti di nuovo tipo: i circuiti integrati.

Il significato del termine si può spiegare in poche parole: si tratta di un insieme di dispositivi elettronici, ottenuti su un solo frammento di silicio semiconduttore, i quali compiono funzioni analoghe a quelle dei componenti separati — resistenze, condensatori, diodi, transistor.

Contrariamente a quanto si potrebbe pensare, questa tecnologia è ormai così avanzata che i dispositivi oggi realizzati non sono più troppo costosi e troppo specializzati da escludere l'impiego normale.

Oltre all'evidente vantaggio della miniaturizzazione, i circuiti integrati presentano anche, nei confronti dei componenti convenzionali, un grado più elevato di sicurezza di funzionamento.

La tecnica elettronica è giunta alla realizzazione degli IC per gradi. Le dimensioni dei componenti a semiconduttore, come transistori e diodi, sono state sempre più ridotte; l'impiego delle tecniche planari al silicio ha risolto molti problemi riguardanti la stabilità termica del funzionamento. Prima applicazione di tali tecniche è stata l'introduzione di coppie complementari di transistor ottenuti su un'unica piastrina di silicio.

Il passo successivo e definitivo verso la creazione di circuiti totalmente integrati è stato quello di inserire resistenze e condensatori sullo stesso blocco di materiale semiconduttore con cui vengono ottenuti i componenti attivi.

Quasi tutti i costruttori hanno portato avanti processi di fabbricazione un po' particolari e l'evoluzione in questo campo è tuttora rapidissima. Per questo motivo ci soffermiamo sulla tecnica dei circuiti integrati monolitici, che è senz'altro la più affermata ed è in parte comune anche a tutti gli altri sistemi.

Il materiale di origine è costituito da un frammento monocristallino di silicio, il cui reticolo è esattamente parallelo alla superficie. Su questa piastrina, di 25 mm di diametro e di circa 0,3 mm di spessore, possono essere realizzate contemporaneamente diverse centinaia di circuiti. Il processo di fabbricazione prevede la disposizione alternata di diversi strati di semiconduttori tipo N e tipo P, con diverse intensità di drogaggio, e l'utilizzazione di vari processi chimici di fotoincisione, diffusione gassosa ed altri.

Poiché quasi tutte le fasi di produzione di più piastrine avvengono contemporaneamente, il procedimento è economico e consente di avere un singolo circuito integrato a prezzo relativamente favorevole.

Vediamo ora nei particolari questa tecnica monolitica riferendosi alla realizzazione di un amplificatore integrato TAA111.

SVILUPPO DI UN AMPLIFICATORE INTEGRATO

Su un cristallo originario P si forma uno strato di silicio N. Tale strato epitassiale viene generato, tramite una reazione chimica, con miscele di silicio gassoso nelle quali sono frammischiati gli elementi di drogaggio richiesti.

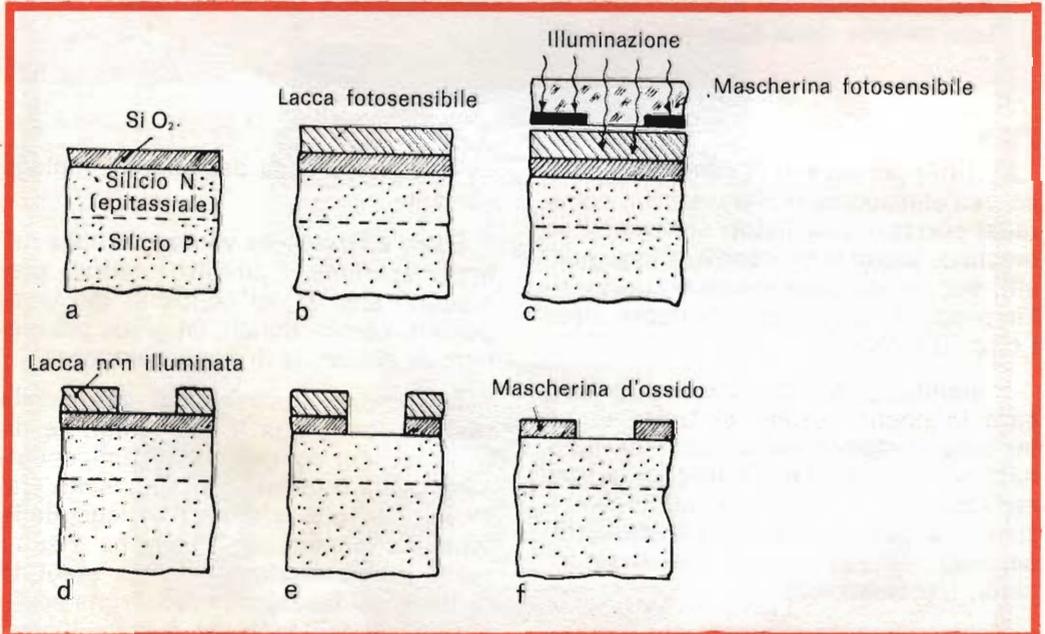



Fig. 1 - Le sei fasi del processo fotolitografico.

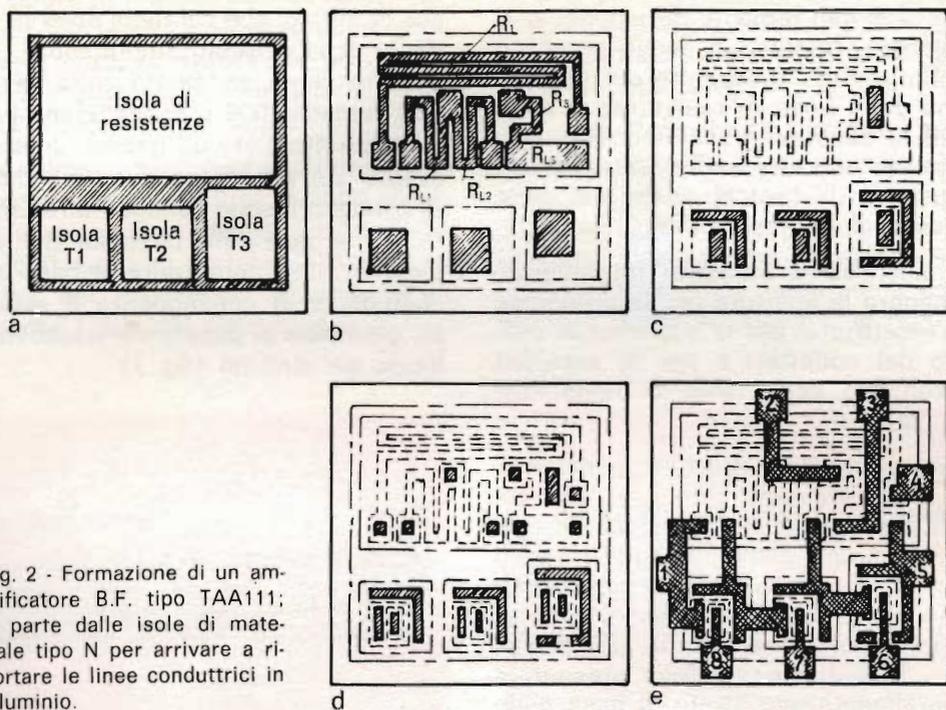



Fig. 2 - Formazione di un amplificatore B.F. tipo TAA111; si parte dalle isole di materiale tipo N per arrivare a riportare le linee conduttrici in alluminio.

Lo strato realizzato è di circa 15 μm e presenta la stessa struttura del cristallo di origine.

Tramite ossidazione in atmosfera di idrogeno viene generato, sul materiale P-N di origine, uno strato di quarzo (SiO_2) impermeabile agli elementi di drogaggio utilizzati (fig. 1a).

Ora la piastrina viene rivestita con lacca fotosensibile (fig. 1b). Tale strato di lacca viene illuminato attraverso una mascherina (fig. 1c), determinando una eliminazione della prima nei punti colpiti dalla luce (fig. 1d). Con attacco acido viene eliminato l'ossido nei punti messi a nudo dalla lacca e infine si eliminano tutti i residui di lacca (fig. 1e-f).

Tale procedimento fotolitografico è usuale nella tecnica planare. Esso viene utilizzato anche in successive fasi di produzione per realizzare maschere di ossido.

La prima diffusione deve permettere un isolamento elettrico dei componenti del circuito integrato.

Perciò si diffondono a ca. 1200 °C, attraverso i punti a reticolo della superficie liberi di ossido, tante lacune (fig. 2a) fino a quando le zone P, che si diffondono nel cristallo, attraversano lo strato epitassiale N.

Sotto i punti della superficie ricoperti di ossido sono rimasti quindi isole N (fig. 3). Tre di queste isole costituiscono i collettori dei transistori NPN mentre sulla quarta vengono realizzate le resistenze di questo circuito integrato.

La conclusione di uno di questi processi di diffusione porta ad una ossidazione che riveste tutti i punti rimasti aperti di uno strato protettivo di quarzo (SiO_2). A tale scopo si immette nel forno a diffusione solamente idrogeno.

Le piastrine di silicio vengono ora prelevate dal forno a diffusione e si realizzano, tramite un nuovo processo fotolitografico, le aperture per la diffusione delle linee di resistenze e degli strati di base dei transistori (fig. 2b). Sotto tali aperture si formano, tramite diffusione di lacune, settori P dello spessore di 2,5 μm.

Il successivo processo fotolitografico genera le aperture per la diffusione dell'emettitore, per le superfici di contatto dei collettori e per le superfici di contatto delle isole di resistenze (fig. 2c, 4, 5).

Attraverso tali aperture penetrano, con la conseguente diffusione, portatori di carica in elevata concentrazione che generano campi N (questi sono campi con particolarmente ricca dotazione N). L'elevata dotazione N è necessaria per gli emettitori dei transistori. Tale diffusione deve presentare generalmente uno strato di base dello spessore di 0,6 μm (± 0,1 μm di precisione). Lo spessore di base, quale differenza della profondità della diffusione di base e della diffusione di emettitore, deve essere stabilito con molta precisione poiché è importante per le proprietà elettriche dei transistori.

La debole dotazione N dei collettori e delle isole di resistenze non è sufficiente per un contatto con alluminio. Il metallo di alluminio trivalente genera nel silicio una dotazione P. Durante la realizzazione del contatto di un punto dotato solo debolmente N, si potrebbe formare una giunzione indesiderata. Durante la realizzazione del contatto di base P e delle linee di resistenza non possono presentarsi tali difficoltà di contatto. Prima del riporto degli strati di alluminio si proteggono subito dall'ossido i punti di contatto (fig. 2d), si vaporizza con alluminio e si corrode in modo tale che rimangano solamente le linee conduttrici (fig. 2e).

Dopo l'incisione e la rottura del disco di silicio, che contiene diverse centinaia di tali circuiti amplificatori, ogni circuito viene sistemato sulla base di una custodia TO5 e si realizzano i contatti con filo d'oro utilizzando un microscopio stereoscopico. I tre conduttori di emettitore sono collegati direttamente con la base della custodia (fig. 6). I tre emettitori come pure la base della custodia e di conseguenza il substrato, giacciono al potenziale negativo più basso del circuito (fig. 7).

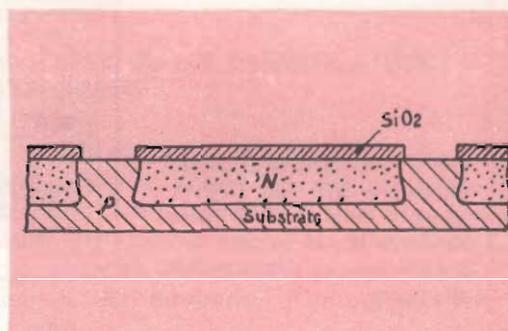



Fig. 3 - Sezione di un'isola di materiale tipo N

Con ciò si forma al confine tra il substrato e le isole N una giunzione PN in sbarramento, che isola elettricamente una dall'altra le isole (fig. 2a - fig. 3).

Tutte le resistenze si trovano su una isola N comune. Con ciò anche le resistenze sono isolate elettricamente l'una dall'altra se si collega l'isola di resistenze, attraverso un proprio contatto, al potenziale positivo più alto presente nel circuito.

Le giunzioni NP tra l'isola di resistenze N e le linee di resistenze P sono perciò polarizzate in senso inverso (fig. 4). In figura 2 è riconoscibile il punto di contatto per le isole di resistenze.

Le fig. 2 e 7 mostrano che il terminale 3, che passa attraverso tale punto, è collegato direttamente con il polo positivo della batteria.

Il valore di resistenza è direttamente proporzionale alla lunghezza della linea di resistenza, inversamente proporzionale alla sezione e dipendente dalla concentrazione di portatori.

Contemporaneamente alle linee di resistenza vengono diffuse le zone di base dei transistori. Nella scelta della concentrazione di portatori e della profondità del drogaggio, bisogna tener presente i dati dei transistori.

te e il substrato giace tuttavia al potenziale negativo più basso e le isole di transistori sono isolate grazie alle giunzioni PN interdette.

I condensatori del circuito l'amplificazione della fig. 7 non vennero riportati nella parte integrata poiché condensatori sufficientemente grossi per impieghi in bassa frequenza non sono possibili in tecnica integrata a causa del loro ingombro elevato. In tale tecnica si potrebbero realizzare condensatori che agiscano sulla capacità d'interdizione di giunzioni PN interdette oppure sul sottile dielettrico di ossido tra l'armatura di alluminio ed il cristallo.

Fig. 4 - Sezione di una resistenza con già stabiliti i contatti esterni.

Fig. 5 - Sezione di un transistor tipo NPN.

Il valore di resistenza è quindi proporzionale al rapporto tra la lunghezza e l'ampiezza della linea di resistenza.

Resistenze con ampiezza di linea di 15 μm possono essere realizzate ancora con sufficiente precisione. Poiché la linea di resistenza, tuttavia, per motivi tecnologici (imprecisione delle maschere con dimensioni troppo piccole ed elevata sensibilità contro disturbi esterni) non può essere realizzata sottile a piacere, le resistenze ad alto valore ohmico sono difficili da realizzare. Esse richiederebbero lunghe linee che impegnerebbero troppa superficie del cristallo.

Una sezione di un transistore in tecnica integrata è rappresentata dalla fig. 5. Poiché il collettore di un transistore NPN è polarizzato positivamen-

Fig. 6 - Caratteristiche geometriche del contenitore tipo TO5 includente il circuito integrato.

Il primo tipo di condensatore ha una capacità dipendente dalla tensione e viene utilizzato polarizzato poiché la tensione inversa deve rimanere sufficiente ampia.

Il secondo tipo di condensatore può essere impiegato anche non polarizzato. I valori di capacità che si possono riportare su una piccola superficie del cristallo sono tuttavia ancora più piccole che col primo tipo.

PROPRIETÀ ELETTRICHE SPECIALI DEGLI ELEMENTI DEI CIRCUITI INTEGRATI

Tutti gli elementi sono costituiti da strati di materiale semiconduttore P e N.

Tutte le resistenze di transito hanno perciò lo stesso coefficiente di temperatura negativo del materiale semiconduttore. Poiché tutti i componenti si trovano su una piccolissima piastrina di silicio, hanno quasi la stessa temperatura.

Una variazione della temperatura ambiente influenza quindi egualmente le caratteristiche dipendenti dalla temperatura dei singoli elementi circuitali.

Anche i discostamenti dal valore stabilito provocati dal processo di fabbricazione si presentano con lo stesso senso in tutti i componenti. Questo è da tener presente nello sviluppo di un circuito integrato.

Circuiti integrati semiconduttori comprendono, a causa della loro costruzione a più strati di materiale semiconduttore P ed N, anche una serie di diodi e transistori parassitari indesiderati, il cui effetto sul circuito deve essere controllato attraverso esatte analisi.

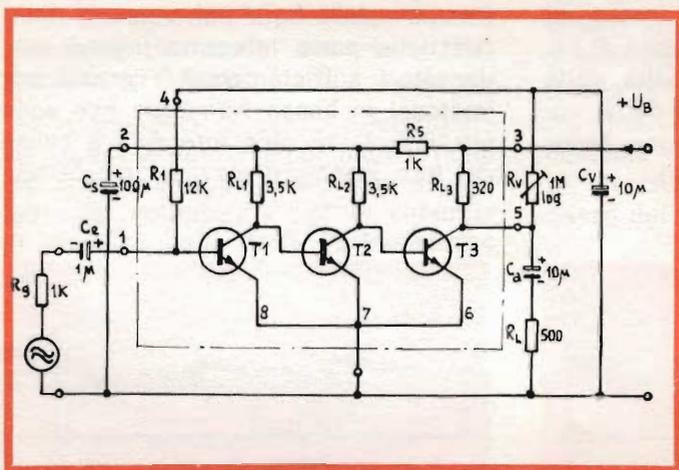



Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore BF tipo TAA 111; la zona compresa entro tratteggio corrispondente alla parte integrata.

Fig. 8 - Schema equivalente di un elemento di resistenza.

La fig. 8 porta come esempio lo schema equivalente semplificato di una resistenza. Le due capacità disturbanti C_{PN} e C_{NP} sono ripartite, come i due diodi D_{PN} e D_{NP}, nella loro efficacia per tutta l'intera lunghezza della resistenza di transito. Si confronti a tale proposito, anche la figura 4.

AMPLIFICATORE STEREO 18W

NUOVI PRODOTTI

Le rilevanti caratteristiche tecniche: potenza totale di picco 18 W, risposta di frequenza 20 ÷ 20.000 Hz, distorsione 0,5%, sono tali da qualificare questo amplificatore a transistor come un apparecchio alta fedeltà. G.B.C. Z/800.

L'amplificatore è caratterizzato dal fatto di avere i diversi stadi accoppiati direttamente, il che garantisce una risposta di frequenza estremamente lineare. L'elevata impedenza d'ingresso consente il collegamento con sorgenti di segnali ad alto livello, quali pick-up piezoelettrici, registratori, sintonizzatori; la sensibilità d'ingresso è di 250 mV. La regolazione di volume viene effettuata mediante comando potenziometrico inserito nel circuito d'ingresso; sempre all'ingresso sono collocate le reti di regolazione di tono che consentono una escursione di 20 dB sia sugli alti che sui bassi.

Il primo stadio è costituito da un transistor al silicio, le cui proprietà contribuiscono in maniera efficace a stabilire un elevato rapporto segnale-disturbo. Gli stadi finali con transistor a simmetria complementare consentono l'accoppiamento diretto con altoparlanti e diffusori acustici aventi una impedenza di 8 Ω.

Speciali accorgimenti circuitali sono stati adottati per garantire il buon funzionamento del circuito. La controreazione in c.a. viene ottenuta riportando dall'ultimo al primo stadio una parte del segnale, attraverso una opportuna rete RC.

La presenza di un resistore NTC nel partitore di polarizzazione delle basi dei transistor finali determina la stabilizzazione termica. Sugli emettitori di questi transistor finali sono stati inseriti due resistori di protezione da 1 Ω, con lo scopo di impedire il fenomeno della fuga termica comunque il circuito è anche dotato di un fusibile di protezione da 0,1 A.

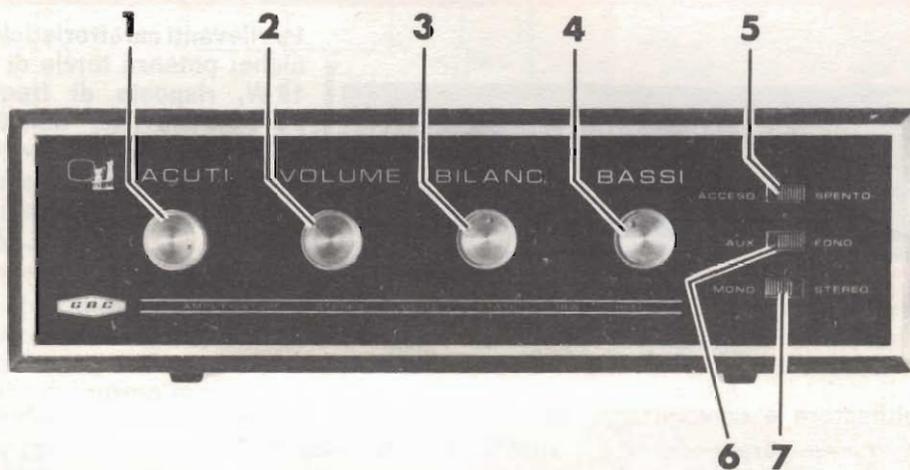
L'alimentazione è prevista dalla rete c.a. con qualsiasi valore di tensione.

1) **Acuti**

Questo comando permette di regolare l'andamento della curva di risposta in frequenza verso i toni alti, secondo il gusto e le esigenze del singolo ascoltatore. Ruotando la manopola in senso orario si ottiene un'esaltazione, viceversa ruotandola in senso antiorario si ha una attenuazione dei toni alti. La regolazione agisce contemporaneamente su entrambi i canali ed ha un'ampia escursione.

2) **Volume**

Controllo dell'intensità del segnale; la regolazione avviene contemporaneamente su entrambi i canali.

Il volume d'ascolto aumenta ruotando la manopola in senso orario.

3) **Bilanciamento**

Agendo su questo comando si « bilancia » il suono riprodotto sui due canali stereofonici, compensando così eventuali differenze di volume dovute alla sorgente, oppure ad una particolare disposizione degli altoparlanti. La manopola ruotata in senso orario aumenta il volume sul canale sinistro e lo diminuisce sul canale destro; l'azione contraria si ottiene ruotando la manopola in senso antiorario. La profondità di regolazione arriva fino ad escludere un canale quando la manopola è totalmente ruotata ad uno degli estremi.

4) **Bassi**

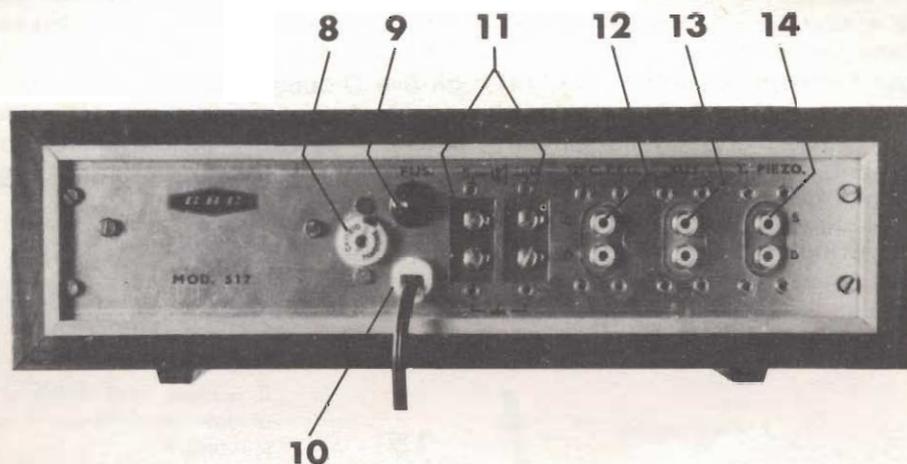
Questo comando modifica la risposta in frequenza ai toni bassi. Ruotando la manopola in senso orario si ottiene un'esaltazione, ruotandola in senso antiorario si ha un'attenuazione; la regolazione è simultanea su entrambi i canali.

5) **Acceso-Spento**

Interruttore generale: sulla posizione acceso inserisce l'alimentazione al circuito; mentre sulla posizione spento l'interruttore è aperto.

6) **Aux-Fono** Selettore del segnale d'ingresso: su posizione fono viene prelevato il segnale proveniente dal pick-up piezoelettrico, il quale va collegato all'apposita coppia di terminali sul pannello posteriore. Su posizione ausiliario viene selezionato il segnale proveniente dai terminali ausiliario posti sul retro dell'apparecchio, cui può essere collegato un sintonizzatore, un registratore, un demodulatore per filodiffusione, ecc...

7) **Mono-Stereo** Selettore del modo d'ascolto: su posizione stereo vengono riprodotti separatamente i due segnali relativi ai due canali stereofonici, provenienti da un disco, da un nastro magnetico, dalla filodiffusione, ecc...

Invece su posizione mono i due canali dell'amplificatore vengono messi in comune, cosicchè il suono riprodotto sui due altoparlanti presenta caratteristiche uguali.

I TERMINALI POSTERIORI

8) **Cambio tensione** Questo comando va predisposto sul valore della tensione di rete prima di collegare l'alimentazione. Esso permette di scegliere qualsiasi tensione compresa fra 110 e 220 V c.a.

9) **Fusibile** Svitando il tappo si accede al fusibile da 0,1 A semiritardato che protegge l'intero apparecchio contro i sovraccarichi.

10) **Cavo rete** Permette di collegare l'apparecchio alla rete di alimentazione; va inserito in una presa rete.

11) **Altoparlanti** A queste due coppie di terminali vanno collegati i due diffusori acustici, uno per il canale destro D ed uno per il canale sinistro S. Affinchè il suono venga riprodotto nel migliore dei modi i due gruppi di altoparlanti devono lavorare in fase. A questo scopo si può effettuare un semplice controllo: suo-

nando un disco monofonico il suono deve sembrare proveniente da un punto posto a mezzaria tra i due altoparlanti se questi sono in fase. In caso contrario bisogna invertire i due terminali di collegamento di una cassa acustica.

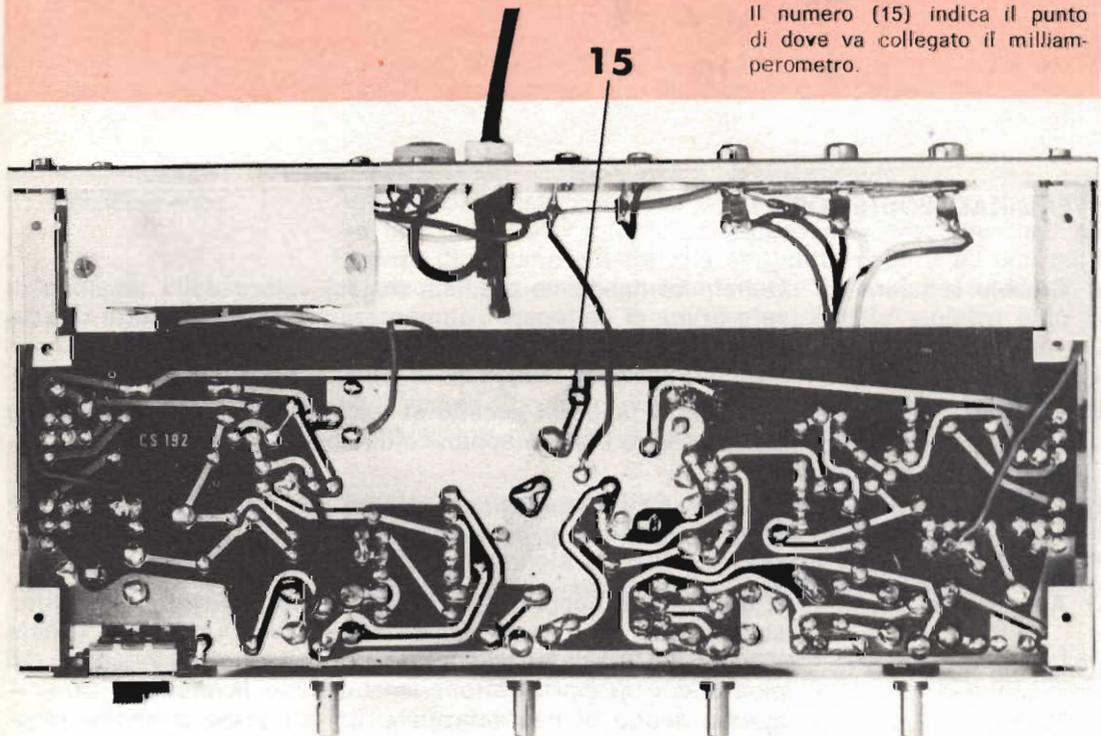
12) **Uscita registratore** — A questa coppia di prese è possibile collegare un registratore, mediante il quale incidere i segnali provenienti dall'ingresso ausiliario o dall'ingresso piezo, contemporaneamente all'ascolto.

13) **Ausiliario** — Consente il collegamento di una sorgente di segnali ad alto livello, quale sintonizzatore, registratore, demodulatore F.D., ecc...

14) **Testina piezo** — A questo ingresso vanno collegati i cavi provenienti dalla testina piezoelettrica di un giradischi. È possibile comunque anche il collegamento con una testina magnetica, purché il segnale da essa proveniente venga prima preamplificato.

In ciascuna delle tre prese 12), 13), 14), con S e D sono indicati i due canali stereofonici sinistro e destro. Se la sorgente di segnale è monofonica, è indifferente collegarla su un canale piuttosto che sull'altro, purché il selettore di funzionamento 7) sia sulla posizione mono. In queste condizioni lavorano in parallelo entrambi i canali dell'amplificatore.

Fig. 1 - L'interno dell'apparecchio dal lato del circuito stampato.

Il numero (15) indica il punto di dove va collegato il milliamperometro.

Come appare chiaramente dallo schema elettrico, i vari stadi dell'amplificatore G.B.C. 517 sono accoppiati direttamente; in queste condizioni basta una semplice alterazione del valore di una resistenza per compromettere il funzionamento e l'integrità stessa dell'intera catena di transistor. Per questo motivo è stato inserito nel circuito un fusibile da 0,1 A - 220 V semiritardato il quale ha lo scopo di salvaguardare l'apparecchio dal minimo aumento di assorbimento provocato anche dal più semplice e banale degli inconvenienti.

Poiché il trasformatore di alimentazione deve erogare sempre la stessa potenza, risulta evidente che, alimentandolo con una tensione inferiore ai 220 V, deve aumentare proporzionalmente la corrente assorbita.

Perciò, nel caso che l'apparecchio venga alimentato con tensioni inferiori ai 220 V (come 160-140-125-110 V), è consigliabile aumentare la portata del fusibile.

Collegando all'amplificatore casse acustiche con impedenza inferiore agli 8 Ω, si raggiungono delle condizioni di funzionamento critico in quanto aumenta l'assorbimento delle coppie di transistor finali AC 187-188 K, e vengono anche alterate in modo compromettente le loro condizioni di lavoro. Inoltre questo aumento di assorbimento, riportato al primario, può provocare, durante i picchi di massima potenza, la bruciatura del fusibile.

Il punto di lavoro dei transistor

Al fine di controllare le condizioni di funzionamento dell'apparecchio è importante poter misurare il punto di lavoro di ciascun transistor. La tabella 1 qui inserita elenca le tensioni in continua presenti ai terminali, misurate in laboratorio con il circuito in perfette condizioni. Per effettuare la misura l'utente può procedere nel modo seguente:

Tabella 1

Transistor	B	E	C
BC 108	0,6	—	5,3
AC 127	5,3	5,2	23,9
AC 128	23,9	24	11
AC 187 K	11	10,9	24
AC 188 K	10,8	10,9	—

a) Collegare l'amplificatore alla rete tramite un variatore di tensione.

b) Inserire in serie all'alimentazione (interrompendo la traccia del circuito stampato nel punto 15) un milliamperometro per c.c.

c) Accendere l'apparecchio con il variatore in posizione di zero. Aumentare gradatamente la tensione fino a leggere 24 V c.c. ai capi del raddrizzatore.

d) Durante questo periodo l'amperometro, predisposto sulla scala dei 200 mA, deve restare quasi insensibile all'aumento di tensione, portandosi a circa 50 mA (per entrambi i canali).

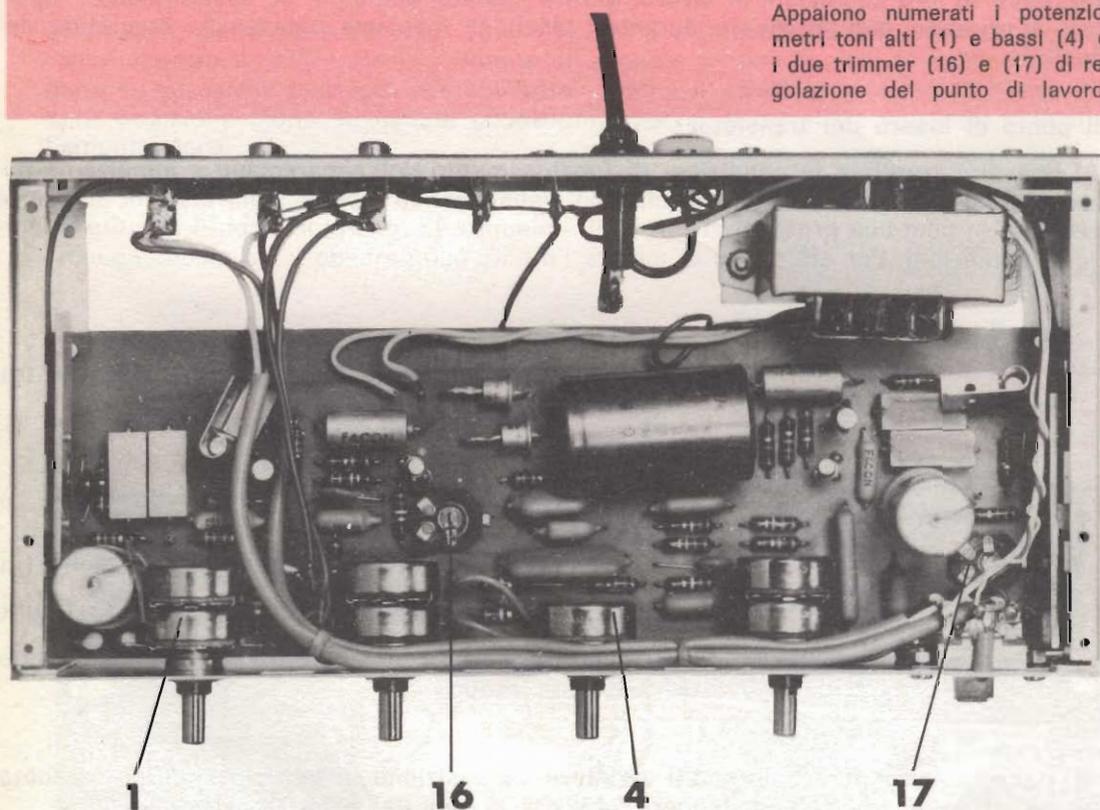
e) Raggiunte le normali condizioni di alimentazione misurare le tensioni ai terminali dei transistor, e confrontare i valori trovati con quelli elencati nella tabella 1. Se le tensioni ai capi dei due transistor finali non corrispondono, provare a regolare leggermente il trimmer (16) per il canale destro e (17) per il canale sinistro.

Nel caso che durante il periodo di accensione l'assorbimento superi i limiti prestabiliti e le tensioni ai capi dei transistor finali AC 187-188 K non corrispondano ai valori indicati nella tabella 1, significa che una coppia di transistor finali è danneggiata.

Le misure in frequenza

Constatato che tutti i transistor lavorano in condizioni normali si può passare alla fase successiva, cioè alle misure in frequenza del funzionamento del circuito. A questo scopo è necessario disporre di un generatore di segnali, di un oscillografo e di un wattmetro, con i quali effettuare un ulteriore controllo in regime sinusoidale di alcuni dati caratteristici, come: potenza, distorsione, regolazione di tono. Nel caso non fosse disponibile un wattmetro si può collegare ai due terminali d'uscita una resistenza di 8 Ω-6 W, con in parallelo un voltmetro per c.a, e risalire alla potenza mediante la formula $\frac{V^2}{R}$

Fig. 2 - L'interno dell'apparecchio dal lato dei componenti.

Appaiono numerati i potenziometri toni alti (1) e bassi (4) e i due trimmer (16) e (17) di regolazione del punto di lavoro.

Collegato il wattmetro, o la resistenza, all'uscita dell'amplificatore, aumentare gradatamente il livello del segnale sinusoidale d'ingresso, disposto alla frequenza di 1.000 Hz Bisogna tenere presente che i comandi bilanciamento, toni alti e toni bassi, dovranno trovarsi in posizione di centro, mentre il potenziometro regolatore di volume dovrà essere in posizione di massima uscita, cioè totalmente ruotato in senso orario.

In *condizioni normali*, con *un segnale d'ingresso pari a 280 mV, si dovranno ottenere in* uscita 4 W, e contemporaneamente la distorsione dovrà essere contenuta entro limiti

minimi, come appare dalla figura 3 dove il segnale d'uscita visto all'oscillografo è praticamente una sinusoide pura.

Se invece la distorsione si presenta con valori superiori, come appare nella figura 4, conviene provare a regolare il trimmer (19) e (20). La prova va ripetuta su entrambi i canali: destro e sinistro. Per controllare la rete di regolazione dei toni occorre innanzitutto attenuare il segnale all'entrata di circa 30 dB rispetto al livello della precedente misura di potenza; portare quindi in posizione di massima attenuazione i due potenziometri (1) e (4) ruotandoli in senso antiorario, e stabilire un livello di riferimento sul voltmetro in uscita leggendo un valore in dB. Se ora in queste condizioni passiamo dalla frequenza di 1.000 Hz ai valori di 100 e 10.000 Hz si deve riscontrare un'attenuazione rispettivamente di 6 dB a 100 Hz e di 6 dB a 10.000 Hz.

Successivamente portare i potenziometri (1) e (4) in posizione di massima esaltazione ruotandoli in senso orario; la misura relativa va effettuata analogamente alla precedente, riportando lo strumento collegato all'uscita in una posizione di riferimento per la frequenza di 1.000 Hz. Variando le frequenze si deve ora verificare un'esaltazione di 14 dB a 100 Hz e di 15 dB a 10.000 Hz.

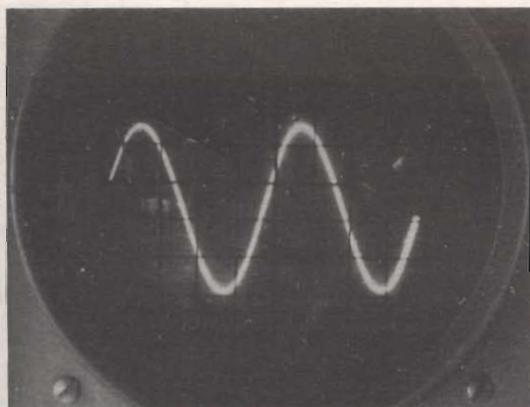



Fig. 3 - Il segnale d'uscita privo di distorsione come appare all'oscillografo.

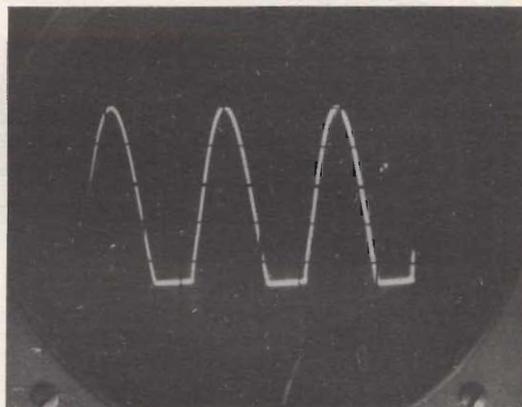



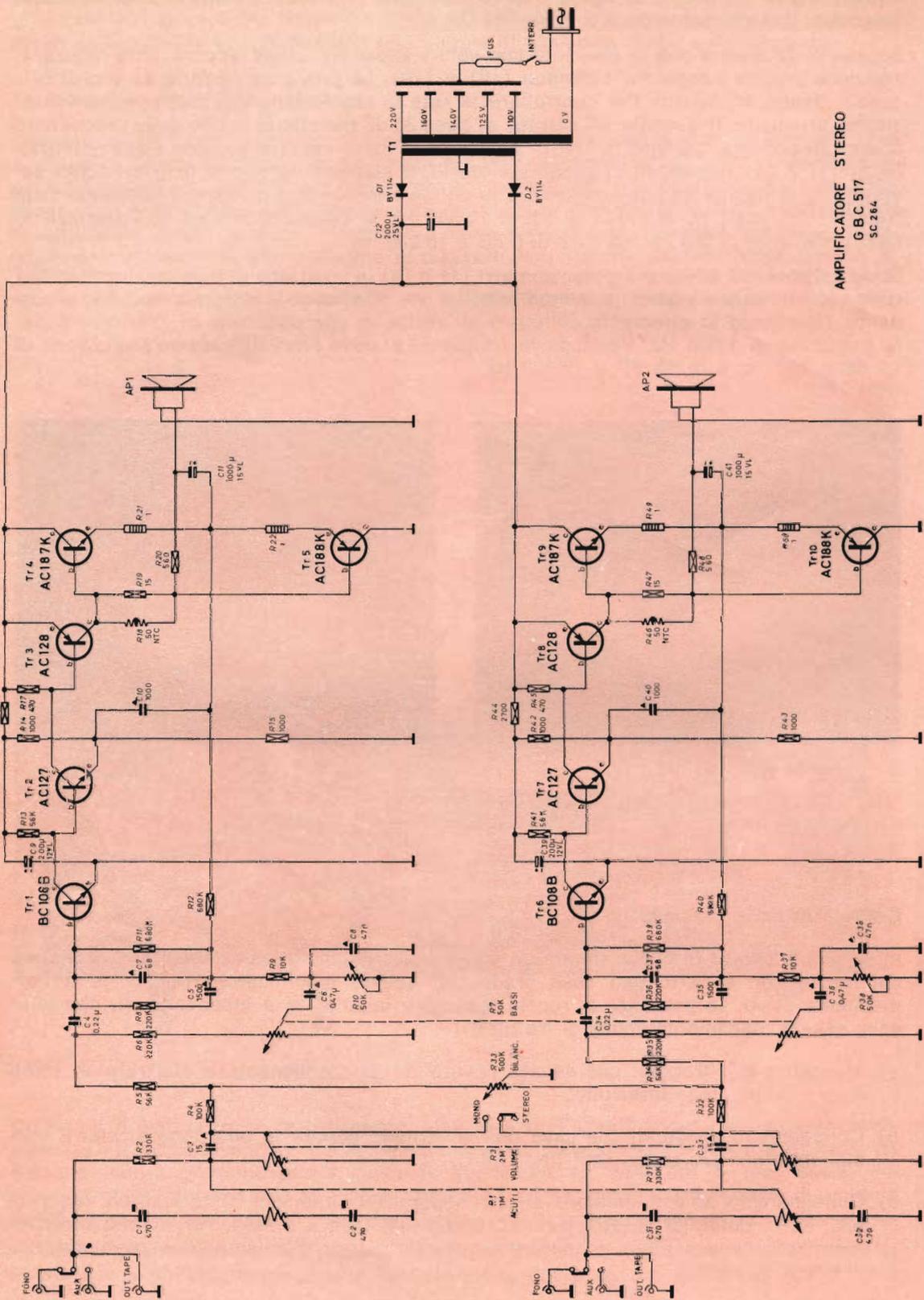
Fig. 4 - Nel caso che il segnale d'uscita contenga distorsione occorre regolare i trimmer (19) e (20).

Considerazioni sul ronzio

In un amplificatore di bassa frequenza con caratteristiche di alta fedeltà, riscontrare del ronzio non è certo una cosa gradevole; questo amplificatore MST-5 ne è normalmente privo. La presenza di ronzio è sempre imputabile a inconvenienti, che possono essere fondamentalmente di tre tipi:

a) Mancanza di filtraggio: può essere dovuto ad un condensatore elettrolitico difettoso o ad un diodo interrotto.

b) Collegamenti effettuati con cavo non schermato oppure in posizione errata. È consigliabile sempre usare cavi tipo G.B.C.

c) Collegamento all'amplificatore di altri apparecchi giradischi, sintonizzatori, registratori, ecc... dotati di autotrasformatore con una fase a massa. Per evitare inconvenienti conviene sempre adoperare un trasformatore d'isolamento opportunamente scelto e collegato.

AMPLIFICATORE STEREO
G B C 517
SC 264
FONO
AUX
OUT. TAPE
Tr 1
BC 108 B
Tr 2
AC127
Tr 3
AC128
Tr 4
AC187K
Tr 5
AC188K
Tr 6
BC108B
Tr 7
AC127
Tr 8
AC128
Tr 9
AC187K
Tr 10
AC188K
AP1
AP2
R1
1M
ACUTI
R3
2M
VOLUME
MONO
STEREO
R33
500K
BILANC.
R7
50K
BASSI
C12
2000 μ
25 VL
D1
BY114
D2
BY114
T1
220V
160V
140V
125V
110V
0V
FUS
INTERR

NOVOTest

ECCEZIONALE!!!

Cassinelli & C

CIC M

VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30.52.41 - 30.52.47

MILANO

MOD. TS 140

20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 µA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5 V (condens. ester.) - 15 V 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V 2500 V
DECIBEL	6 portate	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITÀ	4 portate	da 0 a 0,5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (aliment. batterie)

Il tester interamente progettato e costruito dalla CASSINELLI & C. - Il tester a scala più ampia esistente sul mercato in rapporto al suo ingombro; è corredato di borsa in moplen, finemente lavorata, completa di maniglia per il trasporto (dimensioni esterne millimetri 140 x 110 x 46). - Pannello frontale in metacrilato trasparente di costruzione robustissima. - Custodia in resina termoindurente, fondello in antiurto, entrambi costruiti con ottimi materiali di primissima qualità. Contatti a spina che, a differenza di altri, in strumenti similari, sono realizzati con un sistema brevettato che conferisce la massima garanzia di contatto, d'isolamento e una perfetta e costante elasticità meccanica nel tempo. Disposizione razionale e ben distribuita dei componenti meccanici ed elettrici che consentono, grazie all'impiego di un circuito stampato una facile ricerca per eventuali sostituzioni dei componenti, inoltre garantisce un perfetto funzionamento elettrico anche in condizioni ambientali non favorevoli. - Galvanometro del tipo tradizionale e ormai da lungo tempo sperimentato, composto da un magnete avente un altissimo prodotto di energia (3000-4000 maxwell nel traferro). - Sospensioni antiurto che rendono lo strumento praticamente robusto e insensibile agli urti e al trasporto. Derivatori universali in C.C. e in C.A. indipendenti e ottimamente dimensionati nelle portate 5 A. Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm. 115, graduazione in 5 colori

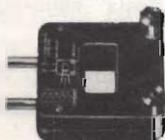
IN VENDIT
PRESSO TUTT
I MAGAZZEN
DI MATERIAL
ELETTRIC
E RADIO-T

PREZZO
L. 10.80

franco nostro stabiliment

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/ 30 portata 30 A
Mod. SH/150 portata 150 A

PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.

TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISUR ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N campo di misura da —25° a +25

CELLULA FOTOELETTRICA PER LA MISUR DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 Lu

B R E V E T T A T O

VIDEO RISATE

« Scusi, mi cambi i dischi della frizione... »

« Voglio finirla con queste spiritosaggini? C'è la televisione ... »

IL TATTICO
« ... E ora fate conto che io sia l'avversario... »

« Calma, mamma, calma ... Quando ho detto: "Adesso basta" alludevo alla televisione... »

CAPACIMETRI A LETTURA ISTANTANEA

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Vengono passati in rassegna vari tipi di capacimetri a lettura diretta e viene infine descritto un semplice tipo ad un solo transistor per misurare capacità da 1 pF ad 1 μF.

Di quando in quando la letteratura tecnica riporta la descrizione di vari tipi di capacimetri a lettura istantanea, tuttavia, giudicando dalla ancora limitata diffusione che hanno questi utili strumenti, viene fatto di pensare che non siano ancora conosciuti e, quindi, apprezzati come meritano.

Innanzi tutto occorre precisare cosa si deve intendere per capacimetro a lettura istantanea. Non possono essere certo considerati di tale tipo i ponti di misura, in cui la lettura dei valori della capacità richiede una manovra preventiva di azzeramento del ponte; neppure possono essere ritenuti istantanei quegli strumenti che permettono di misurare capacità incognite, consultando curve di taratura o che richiedono l'effettuazione di calcoli.

Per questo motivo, assolutamente non rientrano nella categoria dei capacimetri a lettura istantanea quelli, ad esempio, in cui la grandezza misurata è la costante di tempo.

La maggior parte dei capacimetri istantanei sfrutta, invece, la proprietà che ha un condensatore di essere attraversato da una corrente più o meno elevata, a seconda della sua capacità, quando gli è applicata una determinata tensione avente frequenza costante.

Questa corrente, essendo allora una funzione della sola capacità, si presta ad essere misurata con un milliamperometro per corrente alternata, la cui scala può essere tarata direttamente in picofarad od in microfarad.

Il grande numero di condensatori presenti nei moderni apparati elettronici ed il notevole divario di capacità esistente fra condensatori, rendono ormai sempre più necessario il poter disporre di uno strumento di verifica della capacità che sia rapido, semplice e di sicuro responso.

Qui di seguito, esamineremo ed illustreremo qualche tipo di capacimetro in modo che chi è interessato a tali strumenti

possa meglio orientarsi. Da ultimo, descriveremo un semplicissimo ed economico capacimetro ad un solo transistor, fattibile con componenti di facile reperibilità, che potrà interessare coloro che amano realizzare da sè i propri strumenti.

Capacimetri a reattanza

In fig. I è illustrato un capacimetro a lettura istantanea assai preciso; permette la lettura, con la precisione del 3%, di condensatori aventi una capacità da 1 a 10.000 pF.

R_5 ed R_6 sono due trimmers potenziometrici che vanno regolati una volta per tutte, rispettivamente per 100 e 10.000 pF fondo scala.

L'alimentazione è data da una batteria BA a 9 V composta da due batterie piatte standard, ciascuna da 4,5 V.

Questo capacimetro può essere facilmente realizzato coi componenti di cui si dà il valore nell'elenco a parte; per la sua messa a punto si procederà come segue.

Controllato che i collegamenti fra i vari componenti siano esatti, si applicherà la

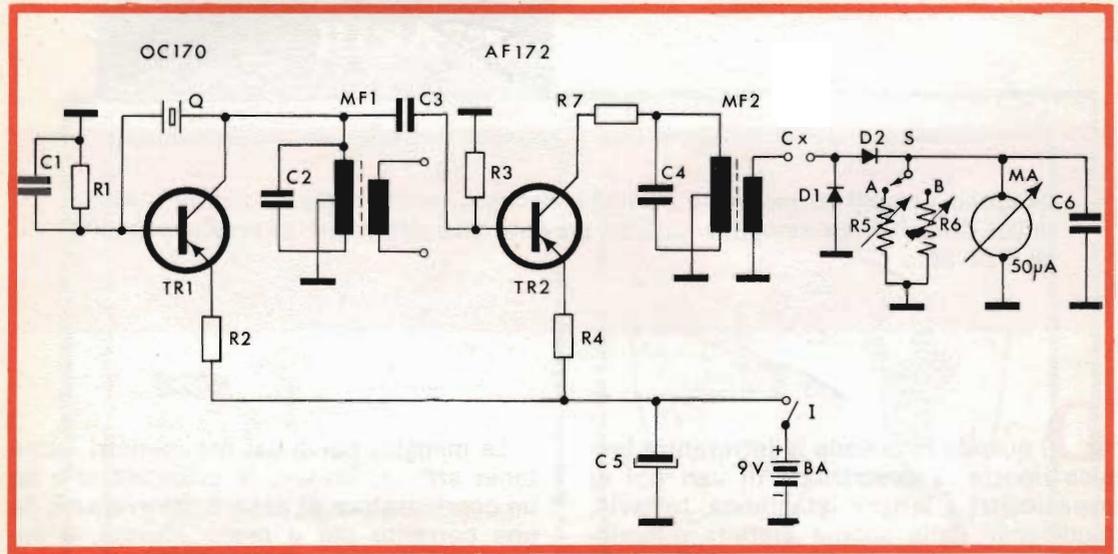



Fig. 1 - Capacimetro a lettura istantanea per capacità da 1 a 10000 pF.

In questo capacimetro uno stadio oscillatore controllato dal quarzo Q genera una radiofrequenza di 467 kHz che tramite C_3 è applicato allo stadio separatore realizzato col transistor AF 172. Il segnale viene allora inviato attraverso il condensatore da misurare che si collega ai morsetti contrassegnati Cx e giunge così ai diodi D_1 e D_2 che lo rettificano. La tensione continua sviluppata dal sistema di rettificazione viene allora applicata ai capi del milliamperometro MA avente una sensibilità di 50 μA fondo scala.

Il condensatore C_6 ha la sola funzione di livellare la tensione rettificata, mentre tensione di alimentazione non chiudendo l'interruttore I, ma bensì inserendo ai capi di I un milliamperometro 5 mA f. sc. Si dovrà allora leggere una corrente massima di circa 2-3 mA; se viceversa l'indice del milliamperometro andasse oltre il f. sc. occorre ricontrollare il tutto, perché l'assorbimento di corrente eccessivo starebbe ad indicare che vi sono parti non efficienti o qualche cortocircuito verso massa.

Per controllare se T_1 oscilla regolarmente si può verificare se varia la corrente nel milliamperometro toccando con

un dito il collegamento di base di T_1. Regolando il nucleo di MF1 si può ottenere l'oscillazione del quarzo per il massimo accordo, ciò che si può controllare leggendo i massimi ed i minimi di corrente, sempre tramite il milliamperometro da 5 mA f. sc. (ovviamente si può usare benissimo un analizzatore al suo posto).

Il primo stadio del capacimetro, che fa capo al transistor OC 170, non richiede per ora altre messe a punto. Si può passare allora a regolare il nucleo di MF2 per la massima uscita; allo scopo si collega un condensatore da 50 pF ai morsetti Cx, si colloca il commutatore S sulla posizione A e si osservano le variazioni dell'indice del microamperometro MA. Se l'indice tendesse ad andare oltre il fondo scala, lo si riporta circa a metà scala regolando R_5.

Ciò fatto, si regolano lentamente ed alternativamente i nuclei di MF1 ed MF2 lasciandoli nella posizione a cui corrisponde la massima indicazione su MA.

Infine, si può procedere alla calibratura vera e propria; occorre poter disporre di condensatori, rispettivamente da 10 - 50 - 100 - 1000 - 5000 e 10000 pF con precisione dell'1%. In difetto, si potranno anche usare dei comuni condensatori del commercio con precisione minore (ad esempio 5%), ma con ciò la precisione fornibile dallo strumento finito sarà minore.

Sono possibili poi due sistemi per tarare lo strumento. Si può lasciare immutata la sua scala e tracciare a parte dei grafici o delle tabelle di rispondenza, oppure aprire lo strumento, riverniciare in bianco mat la scala e disegnare direttamente le scale di capacità. È preferibile scegliere quest'ultimo sistema. Si procederà a tarare la prima scala 0-100 pF, collegando un condensatore campione da 100 pF ai morsetti Cx; quindi si regolerà R_5 fino a che l'indice di MA venga a trovarsi esattamente a f. sc.

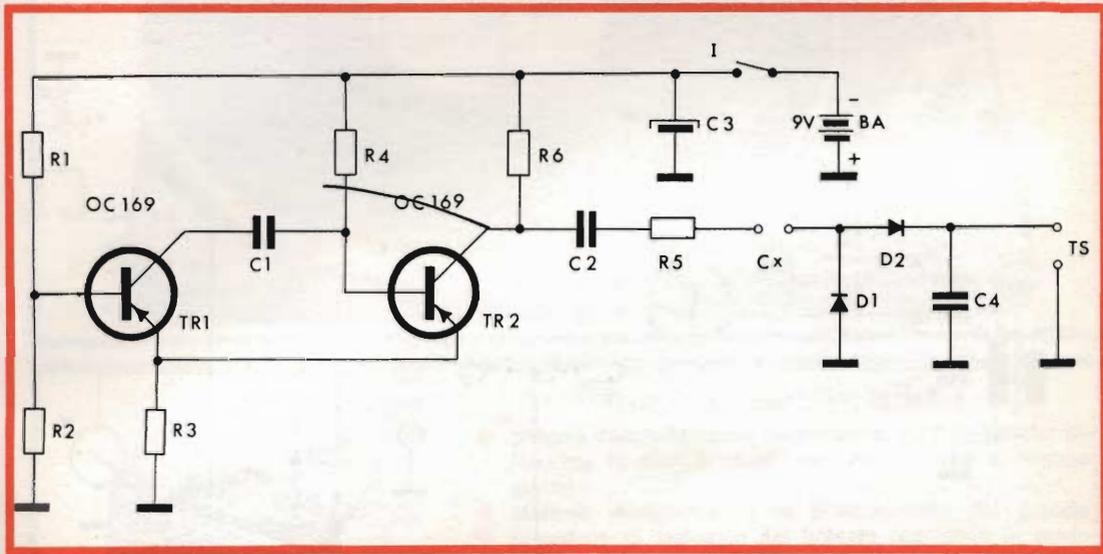



Fig. 2 - Capacimetro semplificato, con multivibratore, collegabile ad un analizzatore.

Ciò fatto, R_5 non va più toccato e semplicemente sostituendo in Cx dei condensatori di capacità gradualmente minore si segneranno i rispettivi valori sulla scala. In pratica, basta segnare solo alcuni punti e ricavare per interpolazione gli altri.

Molto comode, a questo scopo, sono le cosiddette cassette a decadi di capacità campione, mediante le quali, con semplici commutazioni si possono inserire in

Cx delle capacità molto ben distanziate. Una di queste cassette è, ad esempio, quella G.B.C. contraddistinta col numero di catalogo: T/786.

Tarata la prima scala si passa poi alla taratura della seconda scala (10000 pF); si procede inserendo in Cx per prima una capacità campione da 10000 pF e centrando l'indice su f. sc. regolando B (commutatore S in posizione B). Poi si passa a segnare i punti corrispondenti a capacità minori, diminuendo via via il valore della capacità inserita in Cx.

Un capacimetro più semplice è quello il cui schema è riportato in fig. 2 che fa uso di un multivibratore invece che di un generatore a quarzo. Impiega due transistors OC 169 che generano una frequenza elevata che viene applicata al condensatore Cx.

La lettura della capacità, invece che tramite un microamperometro apposito, viene effettuata impiegando un comune tester provvisto di uno strumento ad indice di buona sensibilità (almeno 100 mA f. sc.), che si collega ai morsetti di uscita

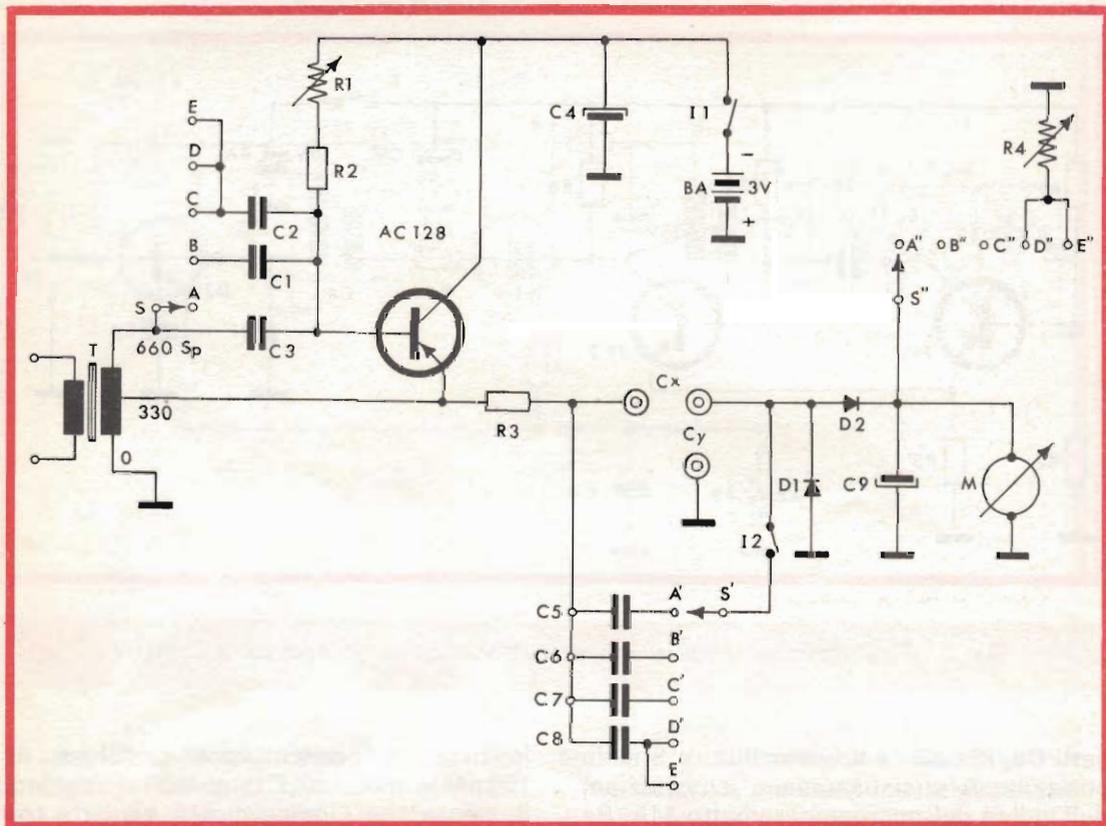
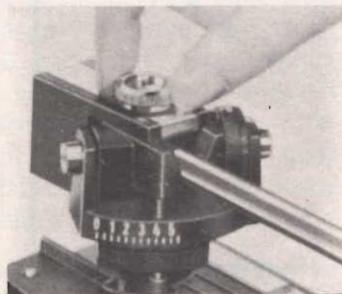
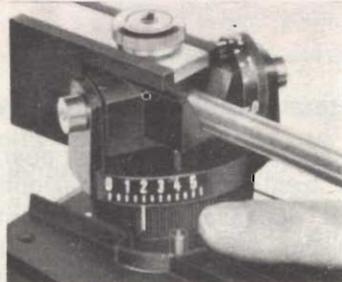



Fig. 3 - Capacimetro a lettura istantanea per capacità da 1 pF a 1 μF.

Questo strumento non richiede che periodici controlli della esatta corrispondenza del f. sc. (affinché permanga preciso nel tempo). Le eventuali differenze che si riscontrassero di volta in volta vanno corrette riportando l'indice esattamente a f. sc., ritoccando R_5 ed R_6.

TS. Le capacità misurabili vanno da circa 20 pF a 5000 pF e l'errore di lettura, con un'accurata taratura, può essere contenuto entro il 5%. Molta importanza ha la costanza della tensione di alimentazione per cui, a rigore, questa andrebbe stabilizzata.

NOVITÀ

GIRADISCHI Hi-Fi DUAL 1015

bilanciamento del braccio

regolazione anti-skating

Principali caratteristiche

- braccio completamente metallico di minima massa, bilanciato in tutti i piani, con sospensione a minimo attrito
- sistema semplicissimo di bilanciamento del braccio
- pressione di appoggio del braccio regolabile in modo continuo da 0 a 5,5 p
- automatismo del braccio funzionante in modo sicuro fino alla minima pressione di appoggio di 0,5 p/s. Sensibilissimo scatto di fine corsa
- dispositivo di compensazione anti-skating regolabile in modo continuo per pressione di appoggio da 0 a 5,5 p
- dispositivo di discesa frenata del braccio con ammortizzatore ai siliconi
- docili comandi a cursore, che permettono la manovra senza oscillazioni della piastra
- cambiadischi automatico per dischi di misura standard per mezzo di uno speciale perno portadischi autostabilizzante
- antimicrofonicità assicurata dalla estremamente bassa risonanza propria dell'apparecchio grazie all'isolamento acustico delle sospensioni e del contrappeso del braccio
- montaggio straordinariamente semplice dell'apparecchio, senza attrezzi, agendo dal disopra del pannello

GEBRUEDER STEIDINGER - ST. GEORGEN/SCHWARZWALD

Rappresentante e Concessionaria Esclusiva per l'Italia:

RAPIT S. R. L. - MILANO VIA S. GREGORIO, 45 TEL. 652.220

ASSISTENZA TECNICA E PEZZI DI RICAMBIO

Capacimetro 2 pF - 1 μF

Lo schema è riportato in fig. 3.

Un transistor di potenza (AC 128) viene fatto oscillare, con accoppiamento tra emettitore e base realizzato dal primario del trasformatore T, a varie frequenze preselezionabili mediante il commutatore S. La frequenza più elevata corrisponde alla posizione A e la più bassa alla posizione D-E; agendo su R_1 si può ottenere una regolazione fine di ciascuna frequenza di base.

Il funzionamento avviene come segue.

Fig. 4 - Scala del capacimetro di fig. 3.

Si supponga che il commutatore S si trovi in posizione A; essendo questo commutatore a tre sezioni, anche S' si troverà nella posizione A' ed S'' su A''. Il transistor AC 128 oscillerà allora su una frequenza superiore ai 100 kHz.

Chiudendo l'interruttore I_2 il condensatore campione C_5 viene collegato in parallelo ai morsetti Cx ed una tensione a radiofrequenza giunge fino ai diodi rettificatori D_1 e D_2 che fanno comparire ai capi di C_9, e quindi del microamperometro da 50 μF f. sc., una tensione continua proporzionale, fra l'altro, alla reattanza di C_5.

Regolando allora R_1 si porta l'indice di M a coincidere perfettamente col f. sc. (100 μA). I valori ed i componenti adottati nel circuito sono tali per cui si ha una linearità quasi assoluta su tutta la scala, per cui, stabilita la rispondenza del f. sc. a 100 pF, in corrispondenza di 10 μA si leggeranno 10 pF, in corrispondenza di 40 μA si leggeranno 40 pF, ecc. Introducendo una capacità incognita compresa fra 1 e 10 pF fra i morsetti Cx, se ne potrà allora leggere istantaneamente il valore.

Commutando S-S'-S'' nella posizione B-B'-B'', la frequenza di oscillazione dell'AC 128 si abbassa opportunamente in modo che per ottenere la deviazione a fondo scala di M non basta più una capacità di 100 pF, ma ne occorre una da 1000 pF. Pertanto, in B' è stato predisposto una capacità campione di tale valore.

Chiudendo l'interruttore di taratura I_2 si porterà con R_1 l'indice esattamente a

f. sc. Lasciato libero il pulsante ed inserito *in Cx un condensatore incognito con valore compreso fra 101 e 1000 pF se* ne potrà leggere istantaneamente il valore dato che questa volta 20 µA corrispondono a 200 pF, 30 µA a 300 pF, ecc., ossia vi è stata una moltiplicazione × 10 rispetto alla portata A-A'.

Analogamente si procede per le successive portate × 100 e × 1000; sulle portate D"-E", viene tuttavia inserito da S" un potenziometro semifisso R_4 che va regolato una volta per tutte in modo che M abbia ridotta la propria sensibilità a soli 500 µA f. sc.

Assai diversa è invece la portata × 10000 (corrispondente alla scala E = = 0,1-1 µF). Qui la reattanza del condensatore da misurare viene inserita in parallelo anziché in serie, per cui il funzionamento di M risulta in un certo senso rovesciato, ossia darà un'indicazione tanto minore quanto maggiore è la capacità sotto misura.

M segnerà quindi 0,1 µF in permanenza anche quando non è collegata alcuna capacità né ai morsetti Cx, né Cy. Si rende quindi necessario tracciare una seconda scala sotto a quella che era servita per le portate × 1 - × 10 - × 100 e × 1000 su cui si segnerà 0,1 µF quasi in corrispondenza del f. sc., inserendo un condensatore campione di 0,1 µF in Cy.

Inserendo poi altre capacità campione di 0,2 - 0,3 - 0,4 - . . . - 1 µ in Cy, si segneranno su questa seconda scala i corrispondenti valori. A lavoro ultimato si avrà una scala come quella riportata in fig. 4.

Per la misura delle capacità incognite di capacità compresa fra 0,1 ed 1 µF sarà sufficiente inserire i condensatori in Cy invece che in Cx, con S-S'-S" sulla portata E e leggere il valore direttamente in µF sulla relativa scala.

L'elenco del materiale occorrente per la costruzione di questo semplice capacimetro viene riportato nella pagina a fianco.

TABELLA 1

	RESISTORI
R1, R3	0,33 MΩ
R2, R4	180 Ω
R5, R6	potenziometri semifissi 500 Ω
R7	120 Ω
	CONDENSATORI
C1	470 pF
C2, C4	450 pF
C3	68 pF
C5	64 µF - 10 V.L. elettrolitico
	TRANSISTORI E DIODI
T1	OC170
T2	AF172
D1, D2	OA81

TABELLA 2

	RESISTORI
R1	15 kΩ
R2	2,2 kΩ
R3	330 Ω
R4	0,15 MΩ
R5	1,5 kΩ
R6	0,1 MΩ
	CONDENSATORI
C1	680 pF
C2	20,1 µF
C3	64 µF 10 V.L. elettrolitico
C4	47000 pF
	TRANSISTORI E DIODI
T1, T2	OC169
D1, D2	OA81

TABELLA 3

N.	Simbolo	Descrizione	N. G.B.C.
		RESISTENZE	
1	R1	2500 Ω potenziometro lineare	D/202
1	R2	1000 Ω 1/2 W	D/32
1	R3	100 Ω 1/2 W	D/32
1	R4	200 Ω potenziometro semifisso a filo	D/300
		CONDENSATORI	
1	C1	47000 pF - 125 V	B/80-6
1	C2	0,47 μF - 400 V	B/183-12
1	C3	2200 pF - 125 V	B/79-6
2	C4-C9	64 μF - 10 V elettrolitico	B/295
1	C5	100 pF - 160 V - toller. 5%	B/26
1	C6	1000 pF - 160 V - toller. 5%	B/27
1	C7	10000 pF - 160 V - toller. 5%	B/30
4	C8	25000 pF - 160 V - toller. 5% (da collegare fra loro in parallelo per formare 0,1 μF)	B/33
		VARIE	
1	T	Trasformatore d'uscita per P.P. (usare solo il secondario)	H/361
1	S-S'-S"	Commutatore 3 vie - 5 posizioni	G/1033
1	I1	Interruttore unipolare	G/1140
1	I2	Interruttore a cursore miniaturizzato	G/1153
1	AC128	Transistor Philips AC128	—
1	BA	Batteria a 3 V	I/1727
2	D1-D2	Diodo OA73	—
3	Cx-Cy	Morsetti	G/912-1
1	M	Microamperometro « ICE »	T/444

LA TELEVISIONE A COLORI IN EUROPA

Riteniamo interessante per i nostri lettori riportare alcune parti di questo rapporto sulla televisione a colori redatto a cura dell'ANIE. In esso viene fatto il punto della situazione europea, con particolare riguardo all'Italia, dove i problemi attinenti alla TV a colori sono tuttora molto complessi.

Marzo 1967: Le « scelte » già decise in Europa

Austria - Ha sciolto le sue riserve ed ha scelto il sistema PAL. Prevede l'inizio del servizio nell'autunno 1967.

Francia - Scelta già fatta per il SECAM III - variante b. Prevede l'inizio del servizio nell'autunno 1967.

Germania Federale - Scelta già fatta per il sistema PAL. Epoca fissata per l'inizio del servizio: agosto 1967.

Gran Bretagna - Scelta già fatta per il sistema PAL. Epoca fissata per l'inizio del servizio: autunno 1967.

Russia e Stati con essa collegati - Scelta già fatta per il sistema SECAM o basato su questo. Prevedibile data di inizio del servizio (in Russia): autunno 1967.

Olanda - Scelta già fatta per il sistema PAL. Inizio delle trasmissioni sperimentali: autunno 1967. Inizio ufficiale del servizio: 1° gennaio 1968.

L'ITALIA RISCHIA DI PERDERE L'AUTOBUS DELLA TELEVISIONE A COLORI?

La posizione dell'Italia va precisata tenendo conto di tutti gli aspetti del complesso problema della televisione a colori, segnatamente per quanto ha attinenza con la produzione dei ricevitori il cui peso industriale ed economico è ed è stato da tutti ritenuto prevalente.

Fin dall'inizio dell'esame della questione nell'ambito nazionale, il Gruppo XV dell'ANIE « Costruttori Radio e Televisione », che riunisce la totalità delle industrie grandi e medie e la quasi totalità delle piccole industrie, di modo che la produzione delle Ditte associate (n. 120 con circa 20 mila dipendenti) costituisce il **98% del totale nazionale,** ha ritenuto necessario richiamare particolarmente l'attenzione sui seguenti punti:

a) opportunità di adottare un sistema unico almeno nella Zona Europea di Radiodiffusione o, come minimo, nell'Europa occidentale;

b) scelta di tale sistema;

c) aspetti tecnici ed industriali del problema;

d) disponibilità dei componenti caratteristici per la selezione, l'amplificazione e la riproduzione del segnale cromatico;

e) aspetti commerciali della questione anche nei riflessi del Mercato Comune Europeo;

f) data di inizio in Italia del servizio ufficiale di televisione a colori da fissare tenendo conto sia degli aspetti industriali che degli aspetti commerciali del problema;

g) situazione nei confronti dei detentori di brevetti, entità degli oneri brevettuali e necessità di dare finalmente veste legale all'istituto della licenza obbligatoria, ottemperando così ad un impegno assunto in sede internazionale;

h) provvedimenti di salvaguardia dell'Industria nazionale, particolarmente per quanto accennato in **e** ed **f**.

In merito ai punti **a** e **b**, furono condotti fin dal 1958-59 e nel quadro delle parallele attività estere, diligenti, estesi ed approfonditi studi e ricerche di carattere scientifico-tecnico. A tale attività si dedicarono i competenti Organi del Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni, la RAI e singole Industrie.

L'ANIE dal 1962 ha costituito una apposita Commissione di Studio

Dopo la già citata riunione dell'EUR a Londra (novembre 1962) che segnò l'inizio della partecipazione ufficiale dell'ANIE ai dibattiti internazionali e con lo scopo di meglio coordinare azioni e compiti, il Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni ritenne opportuno costituire una Commissione di Studio per la televisione a colori: di tale Commissione furono chiamati a far parte, insieme con i rappresentanti del Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni e, in una seconda fase, del Ministero dell'Industria, anche i rappresentanti della RAI (interessata ai problemi della trasmissione) e dell'ANIE (interessata ai problemi della ricezione e dei ricevitori), problemi ritenuti di prevalente importanza rispetto ai primi.

La Commissione di Studio operò dal marzo 1964 al marzo 1966 e, sotto la sua egida, vennero intensificati — per tutti i tre i sistemi in esame — gli esperimenti ed i rilevamenti pratici delle condizioni di propagazione e di ricezione, con particolare riguardo al comportamento, al costo, all'affidamento ed alla facilità di uso dei ricevitori tenendo presenti le caratteristiche orografiche del territorio italiano.

A questa notevole mole di lavoro, svolto con aperto spirito di collaborazione, non parteciparono però tutte le circa **cinquanta** aziende associate all'ANIE costruttrici di prodotti finiti a cui era stato rivolto l'invito, ma soltanto **quattordici** di esse, le quali rappresentavano però il 65% della capacità produttiva totale.

Il lavoro svolto dalla Commissione di Studio e — sotto l'egida della stessa — dai tecnici delle aziende anzidette, raccolse larghi e lusinghieri apprezzamenti anche all'Estero e consentì a quelle Ditte associate all'ANIE, che ben conoscevano i problemi per averli studiati, di esprimere sotto il profilo strettamente tecnico e a maggioranza la preferenza per il sistema PAL.

Vienna 1965: **Primo parere espresso dall'Italia**

Dopo la riunione del CCIR a Vienna nella primavera del 1965, a seguito dell'accantonamento in Europa del sistema NTSC, ridottasi la scelta tra il sistema PAL ed il sistema SECAM, anche le Ditte che prima in minoranza si erano dichiarate favorevoli al sistema NTSC si sono, con una sola eccezione, pronunciate a favore del sistema PAL. Conseguentemente la Delegazione Italiana partecipante alla riunione intermedia del CCIR, tenutasi a Vienna nella primavera del 1965, fece la seguente dichiarazione:

L'Amministrazione Italiana, non giudicando essere ancora venuto il momento di effettuare la scelta definitiva del sistema di televisione a colori, mantiene la sua preferenza per il sistema a modulazione di ampiezza in quadratura (QAM), variante PAL. L'Amministrazione riafferma il suo desiderio di giungere ad un accordo su base mondiale per la scelta di un sistema di televisione a colori, pur ritenendo che il sistema QAM sia la migliore base per questa scelta.

Oslo 1966: **Conferma della preferenza dell'Italia**

All'Assemblea plenaria del CCIR, tenutasi a Oslo in giugno-luglio 1966, la Delegazione Italiana confermò il medesimo punto di vista mediante la seguente dichiarazione:

L'Amministrazione Italiana considera ancora che lo scopo finale deve essere l'adozione di un unico sistema di televisione a colori nella Zona Europea di Radiodiffusione.

In vista di ciò, l'Amministrazione Italiana, nella sua risposta al questionario distribuito in questa Assemblea di Oslo si astenne dall'esprimere una qualsiasi preferenza per uno dei sistemi di televisione a colori in discussione e ciò allo scopo di non pregiudicare ogni possibile accordo su un unico sistema.

Avendo ora rilevato che questo scopo non è stato raggiunto, essa desidera dichiarare che la sua preferenza continua ad essere quella espressa a Vienna nella riunione del 1965 e cioè per il sistema PAL. (1)

Il problemi connessi con i punti **c, d,** ed **e,** di più specifica competenza dell'Industria, sono stati oggetto di approfondita indagine, di tempestiva segnalazione e di adeguate iniziative; per cui, come sarà più dettagliatamente esposto nel seguente capitolo «Previsioni sullo sviluppo della televisione a colori in Italia», si può ritenere che i predetti problemi siano stati già avviati a sicura e soddisfacente soluzione.

Si deve invece constatare con vivo rammarico che nessuno dei punti **f, g** ed **h,** di specifica competenza degli Organi di Governo, ha avuto, da parte delle Amministrazioni responsabili, quella definizione che si impone e che l'industria ha il diritto di attendersi.

L'industria radio-televisiva in Italia può reggere qualsiasi raffronto con la più aggiornata produzione del mondo.

In Italia le trasmissioni televisive in bianco e nero vennero iniziate in forma ufficiale nel 1954 dopo un periodo di trasmissioni sperimentali, schierandosi allora l'Italia tra i primi Paesi Europei che hanno introdotto il servizio, salvo l'Inghilterra dove le trasmissioni ebbero inizio sin dal 1947.

Tale fatto ha consentito di sviluppare in Italia una fiorente industria televisiva, sia nel campo degli apparecchi che dei componenti.

Nelle tabelle e nel grafico di seguito riportati sono indicati i seguenti dati:

— il progressivo aumento dei teleutenti in Italia dal 1954 al 1966, (pubblicazione annuale RAI).

(1) La risonanza che hanno avuto all'Estero queste dichiarazioni è messa in evidenza da quanto pubblicato nel « Bollettino » dell'Ufficio Stampa ed Informazione del Governo Federale, n. 27, anno VII, G-20339-C. Bonn — mercoledì 10 agosto 1966 — che, riferendosi ai risultati di Oslo, comprendeva l'Italia fra le Nazioni che avevano definitivamente scelto il sistema PAL.

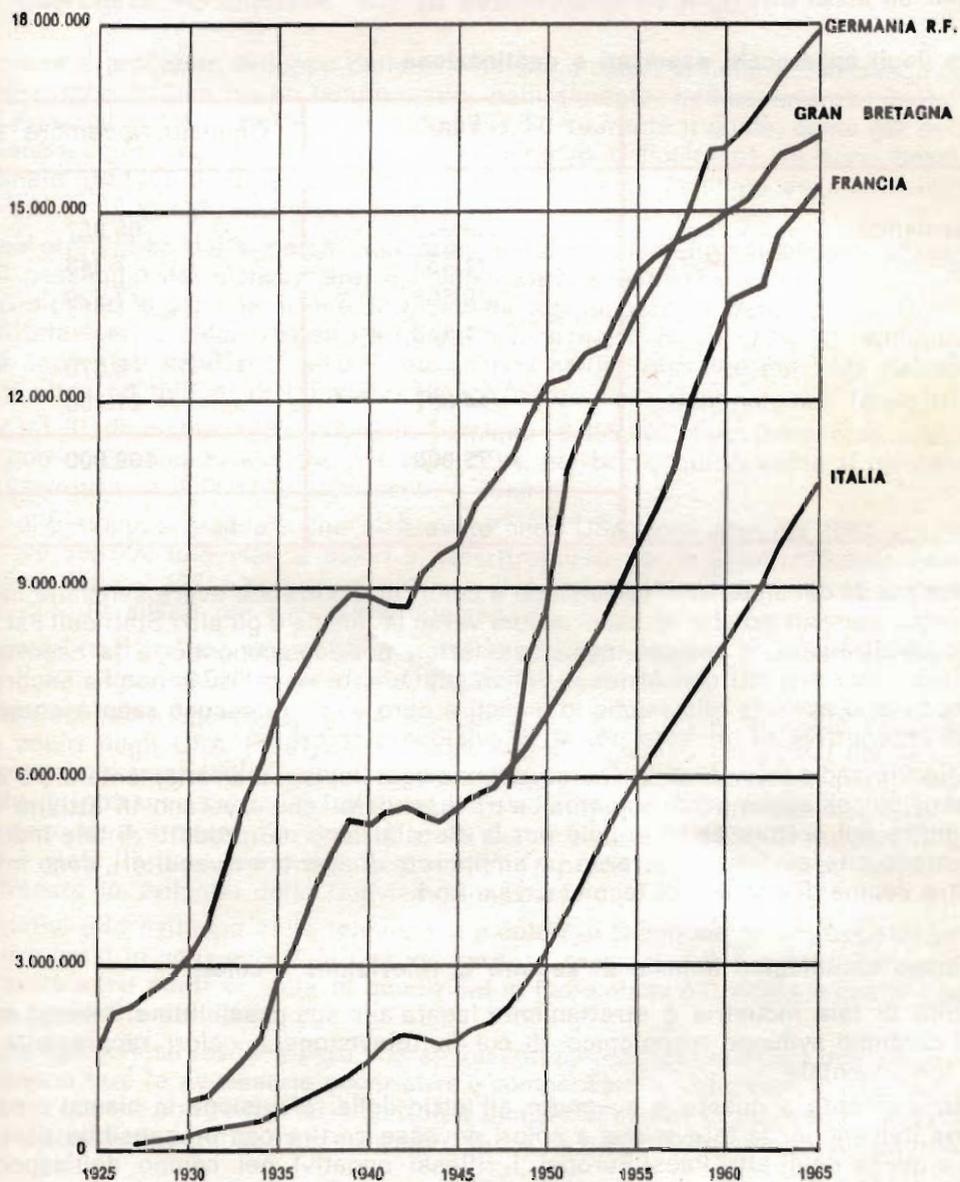
Abbonamenti alla televisione in Italia

Anno	N.	Incremento %
1954	88.118	
1955	178.793	102,90
1956	366.151	104,79
1957	673.080	83,22
1958	1.096.185	62,86
1959	1.572.572	43,46
1960	2.123.545	35,04
1961	2.761.738	30,05
1962	3.547.262	25,18
1963	4.284.889	23,94
1964	5.215.503	21,72
1965	6.044.542	15,90
1966	**6.855.298**	**13,40**

— il numero di apparecchi radio e di televisori importati ed esportati dal 1961 al novembre 1966 (Istituto Centrale di Statistica).

Esportazione ed importazioni radio e TV (n. pezzi in migliaia)

	Apparecchi Radio		Televisori	
	Importazioni	Esportazioni	Importazioni	Esportazioni
1961	89	224	43	10
1962	119	183	51	11
1963	142	173	52	17
1964	138	159	49	21
1965	93	365	58	75
1966 (al 31/11)	101	522	47	109

— sviluppo degli abbonamenti nei principali Paesi Europei fino al 1965 (pubblicazione annuale RAI).

Lo sviluppo delle esportazioni esprime l'alto livello tecnico

Come risulta da tali dati negli ultimi anni l'esportazione di televisori è andata gradatamente aumentando fino a sorpassare di gran lunga i quantitativi di apparecchi importati. Si può quindi affermare che nel settore radio-televisivo, dal punto di vista tecnologico e qualitativo, l'industria italiana è oggi alla pari di quella dei principali Paesi industriali d'Europa, nonostante la diversità di dimensioni dei rispettivi mercati, e che in tale settore l'Italia sta accentuando, negli ultimi anni, una notevole corrente esportativa.

Va qui notato che le correnti di esportazione sono principalmente rivolte verso gli Stati del Mercato Comune Europeo e dell'EFTA, come risulta dalla seguente tabella e che ci sono fondate ragioni per ritenere che — nel settore della televisione in generale e, più ancora, nel campo della televisione a colori — esse non subiranno variazioni almeno per un lasso di cinque anni.

Numero degli apparecchi esportati a destinazione

	1965	Gennaio/Novembre 1966
Germania	39.012	65.957
Olanda	11.435	7.348
Austria	8.503	7.529
Portogallo	1.153	—
Tunisia	—	6.370
Altri paesi non nominati	14.897	21.796
	75.000	**109.000**

La stessa scelta del sistema di televisione a colori non potrebbe avere sensibile influenza su dette correnti poiché le esportazioni verso la Russia e gli altri Stati dell'Est Europa sono condizionate da ben più importanti fattori politico-economici e le esportazioni verso i nascenti mercati dell'Africa e del vicino Oriente — nei quali non ha ancora preso il necessario avvio la televisione in bianco e nero — non possono rappresentare immediate prospettive di mercato per la televisione a colori.

Nell'industria radio-televisiva in Italia vengono oggi impiegati direttamente oltre 20.000 lavoratori, cui si aggiungono numerosi altri dipendenti che lavorano in attività collegate; inoltre nel settore commerciale per la distribuzione dei prodotti di tale industria, distribuzione che avviene attraverso un'ampia rete di agenti e rivenditori, sono interessate altre decine di migliaia di tecnici e venditori.

Lo sviluppo tecnologico impone di seguire la televisione a colori

La vitalità di tale industria è strettamente legata alla sua possibilità di tenersi aggiornata al continuo sviluppo tecnologico, di cui la televisione a colori rappresenta oggi quello fondamentale.

Se contrariamente a quanto è avvenuto all'inizio della televisione in bianco e nero la industria italiana per la televisione a colori dovesse partire con un sensibile ritardo rispetto a quella degli altri Paesi Europei, i riflessi negativi nel campo dell'esperienza tecnica sarebbero gravissimi per l'industria italiana e potrebbero compromettere la stessa possibilità di sviluppo e di attività, non soltanto per il colore, ma anche per la televisione in bianco e nero e per l'industria dei componenti in generale, ciò che sa-

rebbe in stridente contrasto con le direttive del piano quinquennale economico nazionale, mirante ad un maggiore sviluppo tecnologico in Italia.

Un sollecito inizio delle trasmissioni della televisione a colori in Italia consentirà invece all'industria italiana del ramo di misurarsi su un piano di parità con le industrie similari degli altri Paesi, sia sul mercato interno che sui mercati di esportazione e in tal caso i costruttori italiani sapranno, come già per il bianco e nero, affermarsi validamente, assicurando ai loro tecnici e alle loro maestranze ampie possibilità di lavoro e di sviluppo e dando un concreto apporto alla bilancia commerciale del Paese.

LA TELEVISIONE A COLORI QUALI CONCRETE POSSIBILITA' HA DI SVILUPPARSI IN ITALIA?

Nel valutare il probabile sviluppo della televisione a colori in Italia nel primo quinquennio, i costruttori italiani hanno tenuto conto naturalmente dell'esperienza degli Stati Uniti d'America e, trascurando il periodo 1954/60 (durante il quale, come già detto, la televisione a colori negli USA ha avuto un andamento difficoltoso), si sono basati sul quinquennio 1961/65 durante il quale si è avuto il pieno sviluppo della televisione a colori.

Nella più ottimistica delle ipotesi, nei primi cinque anni della televisione a colori in Italia, il passaggio dal bianco/nero al colore potrà seguire l'andamento del mercato americano preso in considerazione, in modo da raggiungere in Italia la stessa proporzione di televisori a colori rispetto a quelli bianco/nero. Negli USA nel quinquennio 1961/65 sono stati venduti 5.190.000 televisori a colori. Alla fine del 1965 risultavano installati circa 68 milioni di televisori bianco/nero.

In Italia, al 31 dicembre 1966, erano in funzione 6.855.000 televisori bianco/nero e quindi, con uno sviluppo analogo a quello USA, nel primo quinquennio il mercato dovrebbe assorbire circa 500.000 apparecchi a colori.

In base allo sviuppo graduale che si è avuto negli USA negli anni dal 1961 al 1965, le vendite dei 500.000 televisori a colori si ripartirebbero per il 25% (125.000) nei residui tre anni (fino al 1970) ai quali si riferisce il piano nazionale di sviluppo economico e per il 75% (375.000) nei successivi due anni.

Oggi i costruttori italiani ritengono di poter essere più ottimisti e prevedono nei primi tre anni il 50% dei 500.000, e cioè circa 250.000 apparecchi.

Tali previsioni sono basate, si ripete, sul quinquennio di pieno sviluppo della televisione a colori negli USA (1961/65) durante il quale il livello dei prezzi dei televisori e la durata delle trasmissioni a colori hanno raggiunto livelli certo non paragonabili a quelli che si potranno avere in Italia nel primo quinquennio. Si ritiene che i livelli italiani saranno invece molto più vicini a quelli del periodo USA 1954/60 durante il quale, come si è visto, la limitazione dei programmi ed i prezzi degli apparecchi hanno fortemente frenato lo sviluppo della televisione a colori.

I dati relativi allo sviluppo della televisione a colori in Giappone sono troppo deludenti per essere presi in considerazione nel valutare le reazioni del mercato italiano, **per quanto sotto certi punti di vista le condizioni in Italia siano più vicine a quelle giapponesi che a quelle americane.**

L'esempio giapponese insegna però che anche con un modesto mercato interno le industrie possono fare le necessarie esperienze e compensare le deficienze di assorbimento del mercato interno con l'esportazione. Non è pensabile invece di basare una attività industriale esclusivamente sull'esportazione, senza l'esistenza di un mercato interno.

500.000 televisori a colori per il primo quinquennio in Italia

Le previsioni fatte dai costruttori italiani sullo sviluppo della televisione a colori in Italia nei primi cinque anni, oltre a tenere conto dell'esperienza fatta nei Paesi che già

hanno la televisione a colori (USA e Giappone) sono confortate dalle previsioni fatte dai costruttori dei più importanti Paesi che si apprestano a introdurre detto servizio. Prendendo sempre per base il confronto tra vendita prevista di apparecchi a colore e quantitativo di apparecchi bianco/nero in funzione si hanno le seguenti cifre:

Paesi	Vendite previste televisori a colori nei primi 5 anni	Apparecchi bianco/nero in funzione	Percentuale
Francia	500.000	7.600.000	**6,6 %**
Germania	1.000.000	13.800.000	**7,25%**
Inghilterra	1.000.000	15.700.000	**6,35%**
Olanda	250.000	2.500.000	**10,—%**

Dette previsioni sono in armonia con quelle dei costruttori nazionali che valutano il mercato dei televisori a colori nel primo quinquennio in 500.000 unità, corrispondenti al 7,5% circa delle 6.855.000 teleutenze bianco/nero in funzione in Italia al 31 dicembre 1966.

ESISTONO FONDATE PREMESSE PER INVESTIMENTI PRODUTTIVI

Per quanto riguarda il servizio di radiodiffusione, bisogna tener presente che le trasmissioni a colori da parte della RAI verranno effettuate sul canale in UHF già previsto per le esigenze del colore, ampiamente utilizzato per il secondo programma e che copre oggi la quasi totalità del territorio nazionale.

La RAI ha già provveduto, con lodevole tempestività, ad addestrare i propri tecnici ed a preparare le principali attrezzature per le trasmissioni a colori: essa le effettua da molto tempo in via sperimentale per i necessari confronti tra un sistema e l'altro e per l'istruzione preliminare dei tecnici del settore in tutta Italia.

La RAI potrebbe quindi iniziare al più presto le normali trasmissioni a colori senza dover effettuare rilevanti investimenti.

Per quanto riguarda l'industria privata, da tempo la maggior parte dei costruttori di apparecchi si sta preparando per la televisione a colori, ha acquistato apparecchiature e strumenti di misura, istruito tecnici specializzati e fatto le necessarie esperienze. La produzione di apparecchi a colori non richiederà quindi altri notevoli investimenti.

Per quanto riguarda i componenti:

— per quelli similari ai componenti per la televisione bianco/nero i fabbricanti italiani sono già pronti,

— per gli altri componenti specifici della televisione a colori la fabbricazione sarà iniziata allorquando sussisterà adeguata possibilità di assorbimento. In particolare per i cinescopi a colori, la cui produzione richiede investimenti di un certo rilievo, questi potranno essere fatti soltanto quando il mercato italiano della televisione a colori avrà raggiunto un grado di sviluppo tale da giustificarli e da consentire una produzione ecnomicamente conveniente.

I gruppi industriali che potranno praticamente effettuare la produzione dei cinescopi in Italia dispongono anche dei capitali occorrenti, per cui i relativi investimenti non graveranno sul mercato finanziario nazionale.

AMPLIFICATORE IN CORRENTE CONTINUA DA 3 W

HIGH-KIT

UK 31

Questo amplificatore a 5 transistor presenta caratteristiche tecniche di rilievo: potenza circa 3 W, risposta di frequenza 60-15.000 Hz. L'apparecchio, munito di regolazioni di tono e volume, risulta perfettamente portatile grazie all'alimentazione a batteria 9 V.

Questó amplificatore è caratterizzato dal fatto di avere i diversi stadi accoppiati direttamente.

L'elevata impedenza d'ingresso consente il collegamento con sorgenti di segnali ad alto livello quali giradischi con pick-up piezoelettrico, registratori, sintonizzatori. Il potenziometro P1 collocato all'ingresso permette di effettuare la regolazione di volume, variando il livello del segnale inviato a pilotare il primo transistor. Sempre all'ingresso è inserito un secondo potenziometro P2, mediante il quale si comanda l'azione della rete R.C. regolatrice di tono; questa azione si esercita prevalentemente sui toni alti.

L'adozione per il primo stadio di un transistor al silicio è molto utile ai fini di migliorare il rapporto segnale-disturbo nell'intero circuito.

Seguono lo stadio intermedio, lo stadio pilota, e lo stadio finale il quale è costituito da una coppia di transistor complementari.

La stabilità termica è assicurata montando i due transistor su un radiatore di grande superficie ed inserendo nel partitore di polarizzazione delle basi una resistenza a coefficiente di temperatura negativo.

Inoltre le due resistenze R14-R15 inserite sul circuito di emettitore dei transistor finali hanno anch'esse lo scopo di eliminare il pericolo di « fuga termica » nella corrente di riposo dei transistor. Con questa disposizione il circuito è stabile fino a circa 55 °C. Poiché la tensione di alimentazione è stata mantenuta ad un livello di soli 9 V onde consentire l'alimentazione a batteria, l'impedenza di carico deve essere anch'essa limitata onde ottenere la potenza di circa 3 W musicali: per questo è consigliabile adottare un altoparlante di impedenza 3-4 Ω al massimo.

La controreazione in c.a. viene ottenuta ripartendo la tensione di uscita secondo un determinato fattore, e inviando all'ingresso una corrente determinata dal rapporto tra detta tensione e l'impedenza di una rete R.C.

Il potenziometro P3 permette di scegliere il miglior punto di lavoro; esso va tarato con l'amplificatore in funzione, ma senza segnale d'ingresso, fino a leggere, nel punto comune ad R14 e R15, la tensione di 4,2 V rispetto al negativo. Questa misura di tensione, per risultare esatta, deve essere effettuata con un voltmetro elettronico o per lo meno con un voltmetro ad alta sensibilità (20.000 Ω/V).

Lo schema elettrico dell'apparecchio è rappresentato in figura 1; in esso appaiono segnati a tratto grosso tutti i collegamenti che sul circuito stampato sono stati appositamente accorciati il più possibile onde limitare il ronzio.

stampato. Si procede dapprima al fissaggio meccanico della piastra dissipatrice di calore su cui vanno montati i due transistor finali Tr4 e Tr5. Su questa piastra in alluminio, piegata a forma di L, sono già praticati i fori per le viti di fissaggio. Il lato corto deve essere appoggiato sul circuito stampato nella posizione indicata, e qui bloccato mediante due viti 3MAx6 con relativi dadi; sul lato lungo devono essere avvitati i due transistor mediante le apposite viti 3MAx10 con dado. Questi transistor AC 187-188 K hanno forma di un parallelepipedo e portano stampata la propria sigla, per cui sono facilmente riconoscibili; su un lato del parallelepipedo è

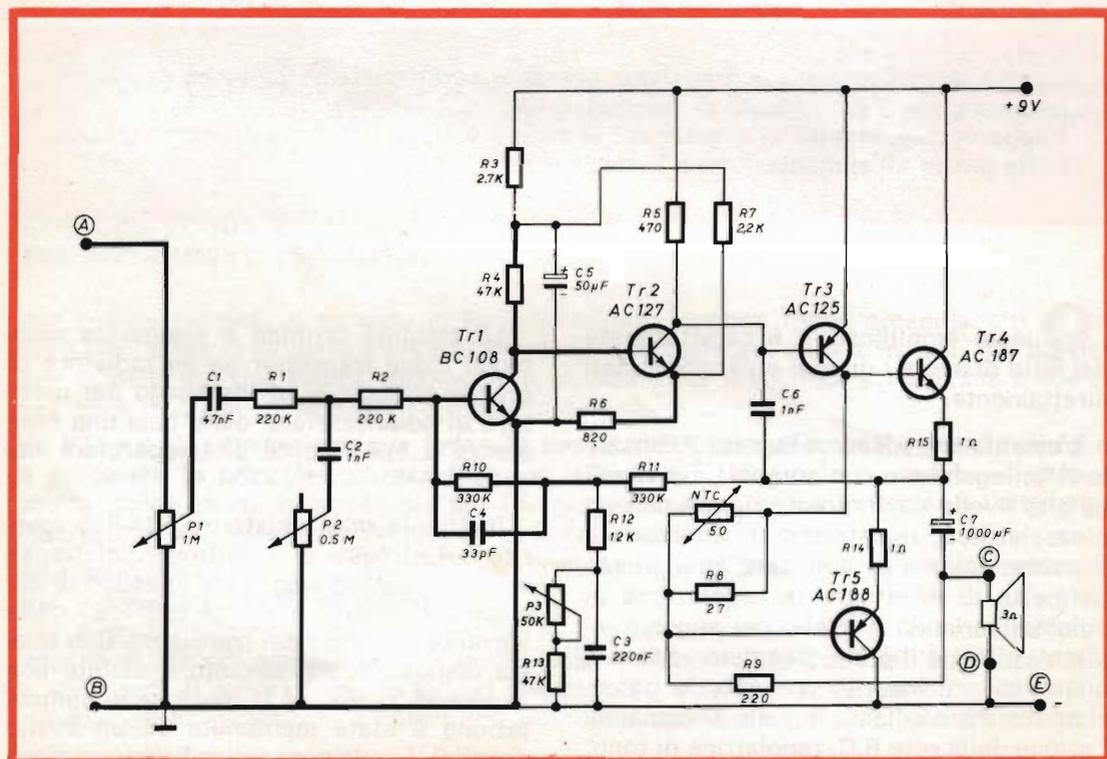



Fig. 1 - Schema elettrico dell'apparecchio.

Montaggio dei componenti

Conviene innanzitutto cercare di individuare esattamente ciascun componente, dopodichè, riferendosi alla figura 2, è possibile localizzare tutti i punti di collegamento dei terminali sulla piastra a circuito

praticata un'incisione che sta ad indicare il collettore. I terminali dei due transistor vanno infilati negli appositi fori del circuito stampato, i quali sono segnati in figura 2 con le lettere **e**, **b**, **c**, corrispondenti rispettivamente a emettitore, base e collettore; è opportuno rivestire i terminali

MIGNONTESTER 365

- tascabile
- con dispositivo di protezione
- portate 36
- sensibilità

20.000-10.0000-5.000 Ω/V cc e ca

CHINAGLIA S.A.S.
elettrocostruzioni

CARATTERISTICHE - **SCATOLA** in materiale antiurto, calotta stampata in metacrilato trasparente che conferisce al quadrante grande luminosità. **STRUMENTO** tipo a bobina mobile e magnete permanente (sensibilità 20.000, 10.000, 5.000 ΩV) quadrante ampio con scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la regolazione dello zero. **POTENZIOMETRO:** per la regolazione dello zero dell'indice nelle portate ohmmetriche - **COMMUTATORE** di tipo speciale rotante per il raddoppio delle portate - **BOCCOLE** per tutte le portate - **PUNTALI** con manicotti ad alto isolamento - **ALIMENTAZIONE:** l'ohmmetro va alimentato da due pile a cartuccia da 1,5 V che vengono alloggiate nell'interno della scatola.
Dimensioni: mm. 90 x 87 x 37

Vcc	20 kΩV - 100 mV - 2,5-25-250-1000 V
Vcc e CA	5-10 kΩV - 5-10-50-100-500-1000 V
mA CC	50-100-200 μA - 500 mA - 1 A
dB	— 10 + 62 in 6 portate
V BF	5-10-50-100-500-1000 V
Ω	10 K (cs. 50Ω) - 10 MΩ (cs. 50 KΩ)

Prezzo per Radiotecnici franco ns/ Stabilimento
MIGNONTESTER 365
L. 8200
MIGNONTESTER 300
uguale formato 29 portate sensibilità 2000-1000 ΩV
L. 7000

- **sede:** 32100 BELLUNO Via T. Vecellio, 32, Tel. 25102
- **filiale:** 20122 MILANO Via C. del Fante, 14, Tel. 833371
- **filiale:** (München) 8192 GARTEMBERG Edelweissweg 28

Richiedeteli presso i Rivenditori R.T.V.

VISITATECI - MOSTRA DELLA RADIO - MILANO - 9-17 Sett. - Pad. 42 - Post. 27

dei transistor con tubetti di plastica isolante.

Alla scatola di montaggio è allegata una illustrazione che permette di riconoscere i terminali degli altri tipi di transistor usati nel circuito.

Ora si può procedere alla saldatura dei componenti, adottando le solite precauzioni più volte elencate. In questo caso, data la complessità del circuito, è ancora più importante procedere con ordine; si comincia con le resistenze, partendo da R1 per finire ad R15. Si passa quindi alla saldatura dei potenziometri; per P1 e P2 vi sono due possibilità: la prima consiste nel saldare direttamente i loro tre terminali potenziometro P3 va saldato nella posizione indicata, come pure la resistenza NTC, riconoscibile per la sua forma a disco piatto.

In maniera analoga conviene eseguire la saldatura dei condensatori, partendo da C1 per finire a C7; bisogna ricordare di rispettare le polarità indicate per i due condensatori elettrolitici C5 e C7, lo stesso C7 va montato in senso verticale e mantenuto sul proprio basamento isolante. A questo punto non resta che saldare i transistor Tr1, Tr2 e Tr3 perchè il montaggio sia terminato. Rimangono da fissare i collegamenti esterni: ai punti indicati con le lettere A e B, cui corrispondono i

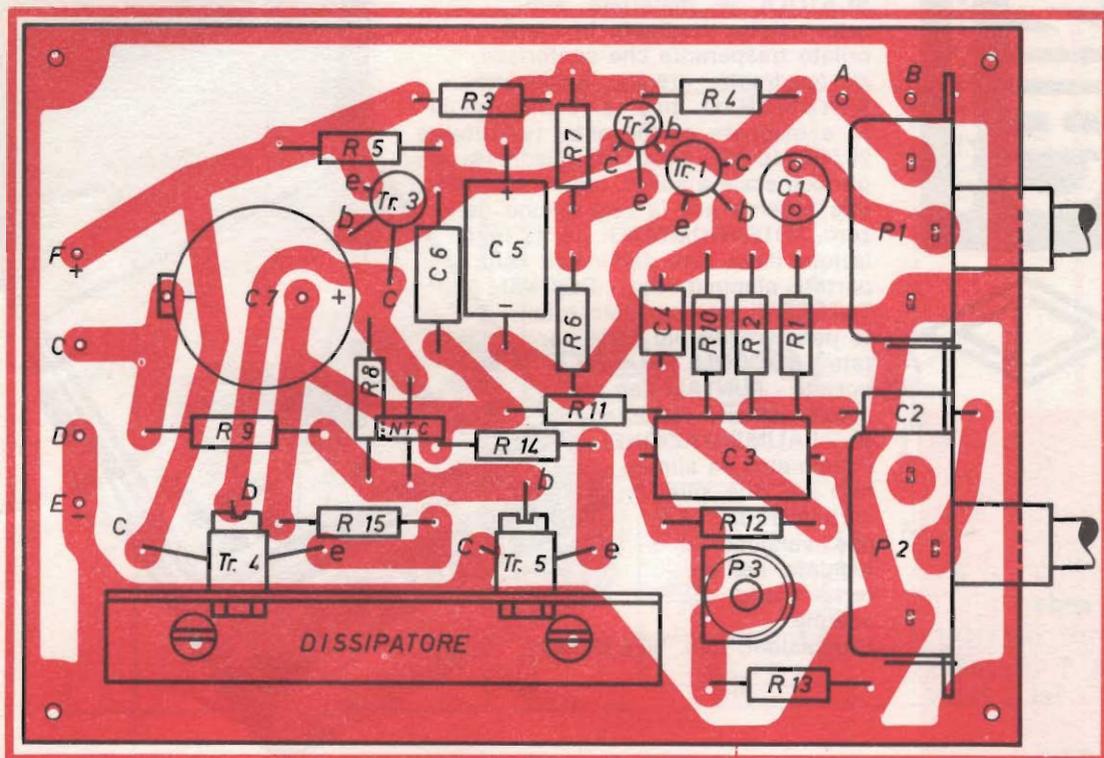



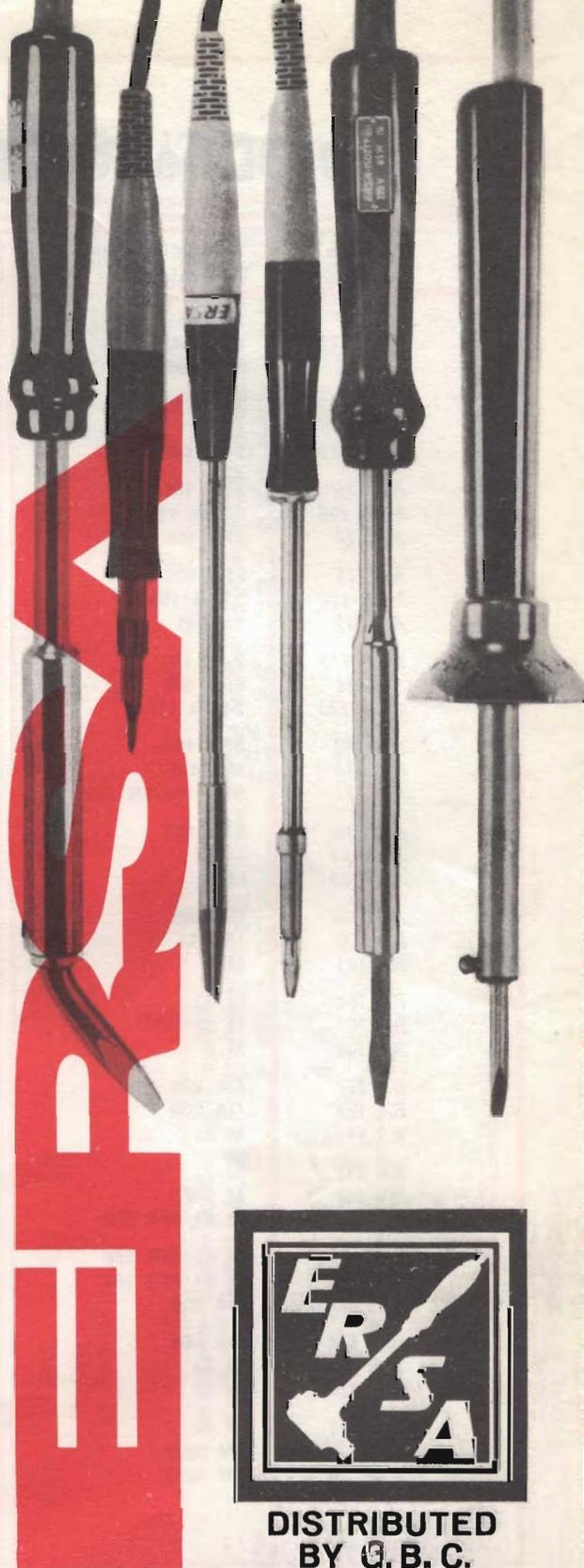
Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato, a montaggio ultimato

negli appositi fori presenti sulla piastra. La seconda possibilità tiene conto dell'esigenza di un montaggio a distanza quando l'apparecchio è inserito in un contenitore; allora il collegamento tra i terminali dei potenziometri ed il circuito stampato viene effettuato tramite i fili conduttori. Il due estremi del potenziometro regolatore di volume P1, vanno saldati i cavi che portano il segnale da amplificare. L'alimentazione a batteria di 9 V viene inserita ai punti E (negativo) ed F (positivo).

L'uscita per il collegamento ad un altoparlante con impedenza 3-4 Ω viene pre-

levata ai punti C e D. Con queste semplici operazioni si giunge alla realizzazione dell'amplificatore che veramente presenta caratteristiche eccellenti, ed inoltre ha il grande vantaggio di essere portatile in quanto alimentato a batteria. A questo scopo è consigliabile inserire l'intero circuito in un contenitore portando all'esterno le prese per il segnale d'ingresso o di uscita, i due potenziometri di regolazione ad un interruttore generale da inserire tra il polo negativo della batteria ed il punto E.

N.	DESCRIZIONE
2	Resistenze R1, R2 220 kΩ
1	Resistenza R3 2,7 kΩ
2	Resistenze R4, R13 47 kΩ
1	Resistenza R5 470 Ω
1	Resistenza R6 820 Ω
1	Resistenza R7 2,2 kΩ
1	Resistenza R8 27 Ω
1	Resistenza R9 220 Ω
2	Resistenze R10, R11 330 kΩ
1	Resistenza R12 12 kΩ
2	Resistenza R14, R15 1 Ω
1	Termoresistenza NTC
1	Potenziometro P1 1 MΩ
1	Potenziometro P2 0,5 MΩ
1	Potenziometro P3 50 kΩ
1	Condensatore C1 47 nF
2	Condensatore C2, C6 1 nF
1	Condensatore C3 220 nF
1	Condensatore C4 33 pF
1	Condesatore C5 50 μF/25 V
1	Condensatore C7 1000 μF/25 V
1	Transistor Tr1 - BC 108
1	Transistor Tr2 - AC 127
1	Transistor Tr3 - AC 125
1	Transistor Tr4 - AC 187 k
1	Transistor Tr5 - AC 188 k
1	Circuito stampato
1	Supporto transistor finali
2	Viti 3 MA x 6
4	Viti 3 MA x 15
2	Viti 3 MA x 10
8	Dadi 3 MA
4	Distanziatori
6	Ranelle
3	Spezzoni filo
2	Spezzoni cavetto

Kit completo UK 31 - SM/1025
In confezione « Self Service »
Prezzo di Listino L. 7.900

DIODI e RADDRIZZATORI

Tipo da sostituire	Tipo MISTRAL equivalente	Tipo da sostituire	Tipo MISTRAL equivalente
AA 111	**1N 541**	*BAY 25*	**1N 3284**
2-AA 111	**2-1N 542**	*BAY 26*	**1N 3286**
AA 112	**SFD 106**	*BAY 32*	**M 22**
2-AA 112	**2-SFD 111**	*BAY 33*	**M 22**
AA 113	**1N 541**	*BAY 38*	**OA 200**
2-AA 113	**2-1N 542**	*BAY 39*	**SFR 262**
AA 116	**SFD 106**	*BAY 41*	**M 0**
2-AA 116	**2-SFD 111**	*BAY 42*	**M 0**
AA 117	**SFD 108**	*BAY 43*	**M 12**
AA 118	**SFD 108**	*BAY 44*	**OA 200**
2-AA 118	**2-SFD 108**	*BAY 45*	**M 22**
AA 119	**1N 541**	*BAY 46*	**M 42**
2-AA 119	**2-1N 542**	*BAY 67*	**M 0/SFR 250**
AA 121	**SFD 106**	*BAY 68*	**M 0/SFR 250**
2-AA 123	**2-SFD 111**	*BAY 69*	**M 0/SFR 250**
AA 132	**SFD 108**	*BAY 86*	**M 0/SFR 250**
AA 134	**1N 54 A**	*BAY 87*	**M 12/SFR 251**
AA 137	**SFD 104/1N 542**	*BAY 88*	**M 42/SFR 264**
AA 138	**SFD 104**	*BAY 89*	**M 62/SFR 266**
AAY 14	**M 12**	*BAY 90*	**M 82/SFR 268**
AAY 15	**M 0**	*BAY 94*	**M 0**
AAY 27	**OA 200**	*BAY 95*	**M 0**
BA 100	**1N 914**	*BXY 10*	**SFR 268**
BA 103	**M 0**	*BXY 11*	**M 20 K**
BA 104	**M 12**	*BXY 12*	**M 20 K**
BA 105	**M 42**	*BY 100*	**SFR 268**
BA 108	**M 0**	*BY 103*	**SFR 268**
BA 127	**OA 200**	*BY 114*	**SFR 264**
BA 128	**OA 200**	*BY 122*	**BA 12 101**
BA 131	**M 62**	*BYY 31*	**SFR 262**
BA 132	**M 82**	*BYY 32*	**SFR 262**
BA 133	**M 102**	*BYY 33*	**SFR 264**
BAY 14	**M 62/SFR 266**	*BYY 34*	**SFR 264**
BAY 15	**M 62/SFR 266**	*BYY 35*	**SFR 266**
BAY 16	**M 82/SFR 268**	*BYY 36*	**SFR 266**
BAY 17	**OA 200**	*BYY 37*	**SFR 268**
BAY 18	**OA 200**	*BYY 88*	**SFR 262**
BAY 19	**M 22**	*BYY 89*	**SFR 262**
BAY 20	**M 22**	*BYY 90*	**SFR 264**
BAY 21	**M 42**	*BYY 91*	**SFR 268**
BAY 23	**1N 3282**	*BYY 92*	**F 101**
BAY 24	**1N 3283**	*OA 70*	**SFD 104**

segue DIODI e RADDRIZZATORI

Tipo da sostituire	Tipo MISTRAL equivalente
OA 72	**1N 541**
2-OA 72	**2-1N 542**
OA 73	**SFD 104**
OA 79	**1N 541**
2-OA 79	**2-1N 542**
OA 81	**SFD 108**
OA 85	**SFD 108**
OA 90	**SFD 104**
OA 91	**SFD 108**
OA 95	**SFD 108**
OA 127	**M 0**
OA 128	**M 0**
OA 129	**M 12**
OA 130	**M 22**
OA 131	**M 22**
OA 132	**M 42**
OA 150	**SFD 108**
OA 159	**SFD 104/1N 541**
OA 160	**SFD 104**
OA 172	**1N 541**
2-OA 172	**2-1N 542**
OA 174	**1N 54 A**
OA 200	**OA 200**
OA 202	**SFR 262/M 22**
OA 205	**SFR 262/M 22**
OA 206	**SFR 264/M 42**
OA 210	**SFR 264**
OA 214	**SFR 268**
S 32	**OA 200**
S 33	**OA 200**
S 34	**M 12**
S 35	**M 22**
S 36	**M 42**
SD 91 S	**SFR 262**
SD 92 S	**SFR 262**
SD 94 S	**SFR 264**
SD 96 S	**SFR 266**
SD 98 S	**SFR 268**
SD 910 S	**F 101**
SSi BO 1 80	**SFR 268**
SSi BO 1 60	**SFR 266**
SSi BO 1 40	**SFR 264**
SSi BO 1 20	**SFR 262**
SSi BO 1 10	**SFR 261**
SSi C 80 80	**SFR 268**
SSi C 80 60	**SFR 266**
SSi C 80 40	**SFR 264**
SSi C 80 20	**SFR 262**
SSi C 80 10	**SFR 262**
SSi C 11 80	**SFR 268**
SSi C 11 60	**SFR 266**
SSi C 11 40	**SFR 264**
SSi C 11 20	**SFR 262**
SSi C 11 10	**SFR 262**
1 HY 40	**SFR 264**
1 HY 50	**SFR 266**
1 HY 80	**SFR 268**
1 HY 100	**D 108**
1N 914	**1N 914**
1N 4009	**OA 200**
1N 4151	**M 0**
1N 4154	**M 0**
2E1	**D 15 C**
2E2	**D 25 C**
2E4	**D 45 C**
2E6	**D 65 C**
5 A 2	**E 21/SFR 262**
5 A 4	**E 41/SFR 264**
5 A 6	**E 61/SFR 266**
5 A 8	**E 81/SFR 268**
5 A 10	**E 101**
5 E 1	**D 18**
5 E 2	**D 28**
5 E 4	**D 48**
5 E 6	**D 68**
10 D 2	**E 21**
10 D 3	**E 41**
10 D 4	**E 41**
10 D 5	**E 61**
10 D 6	**E 61**
10 D 8	**E 81**
10 D 10	**E 101**

TUNER UHF CON REGOLAZIONE AUTOMATICA

Vengono analizzate le cause della deriva di frequenza nel Tuner a transistor e le possibili correzioni automatiche.

I tuner UHF presentano spesso una deriva di frequenza, dovuta alle variazioni della temperatura ambiente, maggiore di quanto ammissibile in pratica. La causa non è da attribuire unicamente alla deriva dei transistor, bensì anche a quella dei condensatori e alla dilatazione termica di molti materiali. Per esempio una eventuale dilatazione dell'asse di un condensatore, può provocare, per la posizione simmetrica delle singole lamine del rotore e dello statore, variazioni positive e negative della capacità e quindi della frequenza. La compensazione della deriva di frequenza viene per lo più effettuata adottando, per i vari componenti del circuito, diversi coefficienti di temperatura. Però spesso la correlazione tra aumento di temperatura e deriva di frequenza non è lineare, cosicchè la compensazione non agisce in maniera uniforme per tutto il campo di frequenza considerato.

Calcoli delle tolleranze hanno dimostrato che, per esempio, con due condensatori di compensazione da 0,6 pF o 0,8 pF, dato il coefficiente di temperatura, è possibile compensare solo una deriva di 2 MHz per una differenza di temperatura di 30 °C.

Lo schema illustrato in figura 1 presenta una interessante possibilità di regolazione della deriva nella frequenza di oscillazione di un tuner UHF.

In questo circuito si varia il punto di lavoro rispettivamente a 800 MHz e a 500 MHz in modo da mantenere costante la tensione o la corrente; variando poi la corrente o la tensione, si ricavano le variazioni di frequenza dell'oscillatore, illustrate in fig. 2, regolate con la capacità di uscita, dipendente dal punto di lavoro del transistor.

Si può quindi tralasciare il diodo di correzione di frequenza, poiché le variazioni ottenute in questo modo sono sufficienti per realizzare una correzione automatica.

Per la frequenza centrale si fissa una corrente di 2 mA, che permette un'amplificazione di potenza vicina al massimo e quindi di limitare la perdita di amplificazione al variare della corrente stessa. La variazione di frequenza illustrata in fig. 2 è stata misurata su un normale sintonizzatore che utilizza due transistor AF 139 nel prestadio e nello stadio miscelatore oscillatore.

Per la misura è stato applicato all'ingresso un segnale a frequenza fissa e le variazioni di frequenza sono state rilevate sulla media frequenza. Dalla misura si ricava che una variazione di corrente di 1 mA provoca una variazione di frequenza di 2 ÷ 3 MHz, caso che avviene difficilmente nella pratica benché un grande intervallo di agganciamento sia utile per una sintonizzazione comoda.

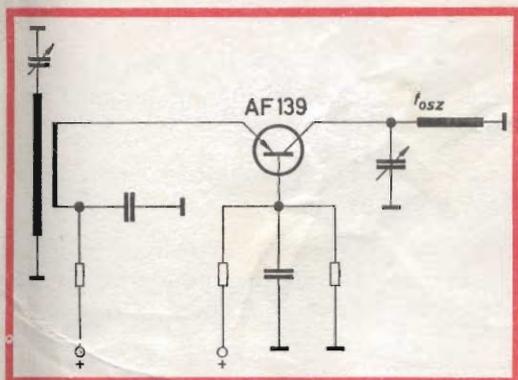



Fig. 1 - Regolazione della deriva della frequenza di oscillazione di un tuner UHF.

La fig. 3 mostra una disposizione sperimentale con un discriminatore controfase che viene alimentato tramite l'ultimo stadio di un amplificatore di media frequenza TV a 3 stadi.

Gli avvolgimenti discriminatori L_4, L_5 e L_6 sono accoppiati al circuito primario in modo da non introdurre nessuna distorsione.

Il discriminatore è sintonizzato sulla portante video di 38,9 MHz ed è collegato direttamente con il transistor miscelatore oscillatore AF 139 provocando un'elevata resistenza di base.

Sarà opportuno mediante il dimensionamento tener conto di una sufficiente stabilità termica, sebbene il discrimina-

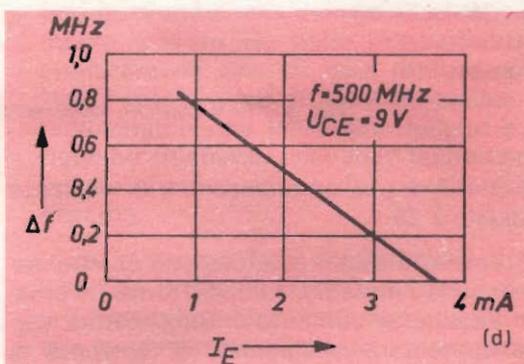
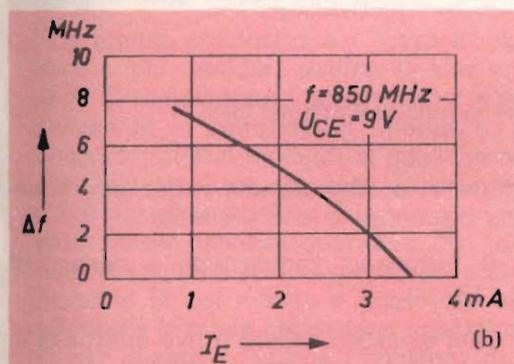
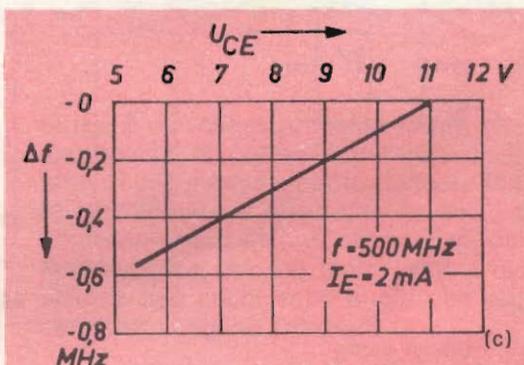
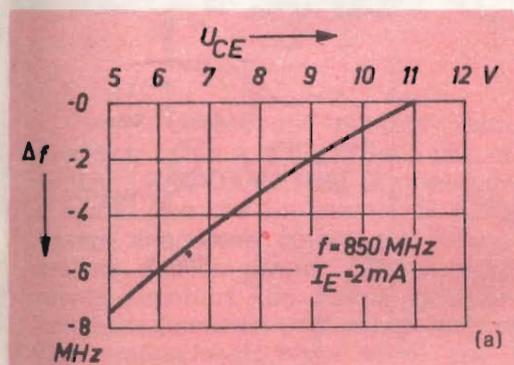



Fig. 2 (a - b - c - d) - Variazione della frequenza di oscillazione di 850 MHz. (a) A corrente costante e variando la tensione - (b) A tensione costante e variando la corrente. Variazione della frequenza di oscillazione di 500 MHz - (c) A corrente costante e variando la tensione - (d) A tensione costante e variando la corrente.

tore regoli anche la deriva della corrente di base del transistor causata dalla temperatura. Per questo motivo si possono usare, come carico del discriminatore, resistenze dal valore di 5 ÷ 10 kΩ.

La resistenza di carico e la corrente di base del transistor determinano il valore dell'energia prelevata dal primario della media frequenza per ottenere una regolazione sufficiente.

La relativa variazione di corrente di collettore sul transistor oscillatore rimane inferiore ad 1 mA.

Il transistor, ha una I_b = 50 μA, una I_c = = 1 mA e una amplificazione di corrente uguale a 20.

Poiché il discriminatore può compensare anche l'incremento di corrente inversa, in seguito all'aumento di temperatura verrà aumentata la richiesta di corrente di regolazione.

Certamente si supereranno appena i 100 mA.

La variazione della tensione di regolazione rimane piccola se il valore della resistenza di emettitore nel transistor oscillatore è sufficientemente basso.

Con una resistenza R1 di 250 Ω si ha un valore di tensione di regolazione inferiore a 0,5 V.

La capacità di correzione del dispositivo è stata provata con un segnale non modulato all'ingresso.

La prova è stata eseguita al limite superiore della gamma.

Con una variazione di frequenza all'ingresso di 6 MHz, corrispondente ad una uguale variazione di frequenza di oscillazione, si è ottenuta una variazione di media frequenza di soli 0,6 MHz.

Il fattore di regolazione è dunque di 1 : 10.

Non esistono ancora prove effettuate in un completo apparato televisivo.

Nuclei delle bobine impiegabili = tipo Siferit filettati B 63310 U 17 A 12,3.

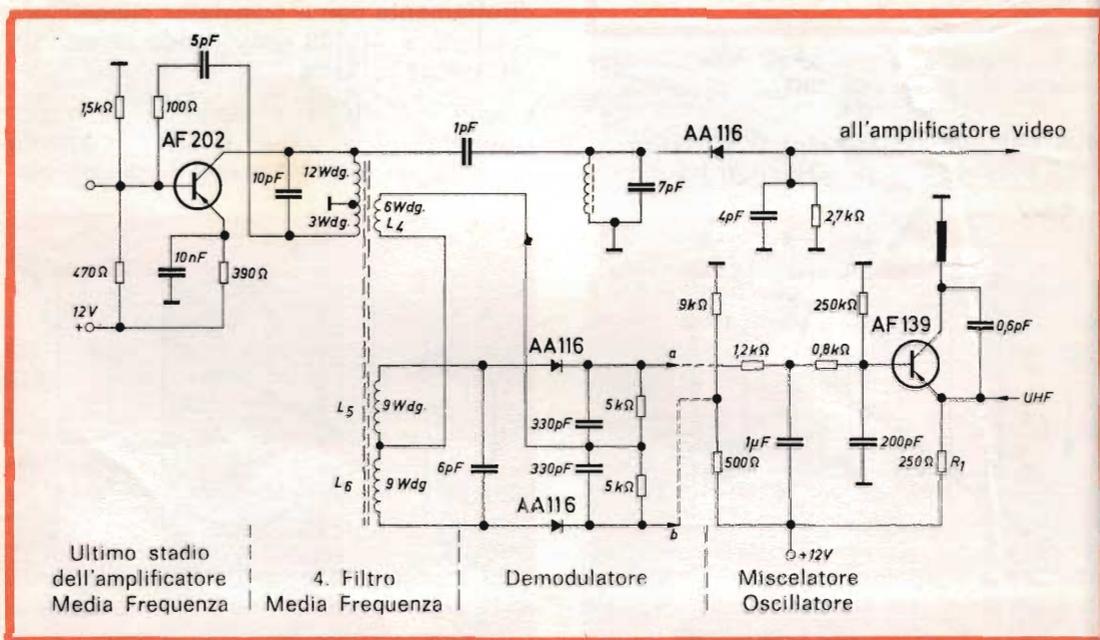
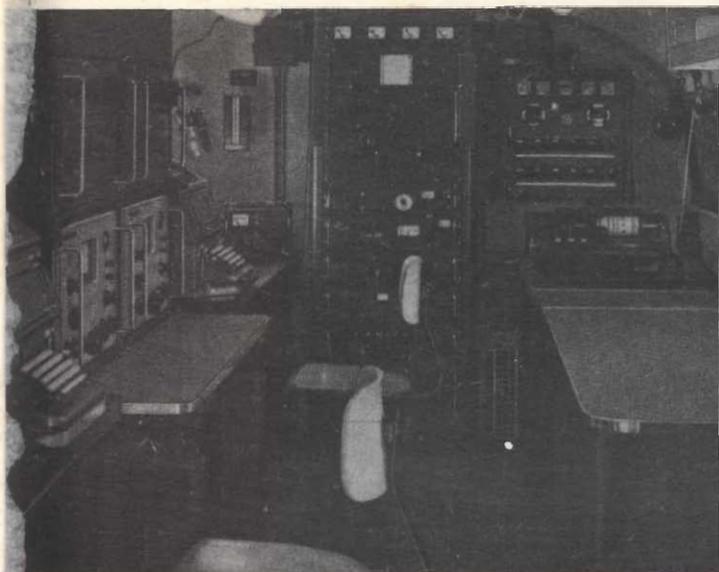



Fig. 3 - Realizzazione sperimentale del circuito descritto nel testo.

Estratto da « HALBLEITER SCHALTBEISPIELE 1966 » della Siemens Halske.

RADIO AMATORI

di Piero Soati

QSO E SCHEMI UTILI PER I RADIOAMATORI

Nella precedente puntata abbiamo precisato quale è la definizione che caratterizza i **RADIOAMATORI** di conseguenza è inutile dire che fra questi non possano essere annoverati coloro che hanno installato stazioni aventi potenze notevolmente superiori alle norme ministeriali, congiuntamente ad impianti di antenna di tipo professionale, con scopi che non sempre sono troppo chiari.

A questo proposito è il caso di ricordare a chi desideri dedicarsi alle emissioni di radioamatore sulle gamme d'onda assegnate al competente Ministero, che anche con mezzi modesti si possono ottenere dei risultati alquanto sorprendenti. Ciò è possibile qualora si sia in possesso di un ottima capacità operativa, che in genere si acquista con l'esperienza, e di apparecchi la cui messa a punto sia stata effettuata in modo esemplare, specialmente per quanto concerne l'impianto di antenna e la relativa linea di trasmissione.

Ben frequente è il caso di radioamatori che pur disponendo di apparecchiature molto modeste riescano ad ottenere dei risultati nettamente superiori ad altri che lavorano con apparati aventi ben altra potenza. È da tenere presente infatti che gli apparecchi di notevole potenza necessitano di una messa a punto rigorosa la quale non sempre è effettuata da chi li possiede per mancanza di esperienza, con la conseguenza che dei molti Watt a disposizione ben pochi sono quelli che effettivamente vengono irradiati.

Il radioamatore deve dedicare particolare cura alla scelta del ricevitore specialmente qualora sia nella impossibilità di procurarsene uno di tipo professionale. Non è raro il caso di udire in gamma dei radioamatori che effettuano lunghe e periodiche chiamate, ricevendo numerose risposte che per difetto del ricevitore non captano.

Per ovviare a detto inconveniente, qualsiasi sia il tipo di ricevitore usato, si dovrà controllare che i suoi componenti siano in perfetta efficienza e procedere, eventualmente, ad una nuova taratura agendo in modo da ottenere la massima sensibilità in corrispondenza delle gamme radiantistiche. Si tenga pure presente che sovente un buon convertitore consente di ottenere risultati paragonabili a quelli conseguibili con ricevitori professionali.

« QSO » in FONIA

Prima di effettuare la **« chiamata generale »** cioè il **« CQ »**, come è d'obbligo, l'OM, cioè il radioamatore, dovrà esplorare la gamma in modo da scegliere una frequenza libera. Qualora faccia uso di un TXa cristallo dovrà invece attendere che la frequenza di lavoro sia libera in modo da non disturbare il traffico in corso. Dopo questa premessa, ammettendo che il radioamatore abbia il nominativo I 1 YYY inizierà la chiamata con la seguente frase « chiamata generale, chiamata generale della stazione italiana I 1 YYY (eventualmente sillabando: Italia, Uno, Yokohama, Yokohama, Yokohama) sulla banda di... (indicazione dei megahertz) ». La chiamata non dovrà essere ripetuta più di tre volte e, desiderando comunicare con l'estero, potrà essere effettuata in altra lingua. Finita la chiamata si terminerà con la frase « La stazione I 1 YYY passa all'ascolto, trasmettete K (cappa) ». La frase iniziale di « Chiamata generale » può essere sostituita dall'abbreviazione CQ che significa la stessa cosa.

La chiamata non dovrà essere lunga perchè in tal caso, specialmente in presenza di QRM (cioè di interferenze), un altro OM può dare la risposta causando altro QRM e, se isoonda, annullare, l'effetto della chiamata stessa. È buona norma sillabare le lettere del nominativo, anche durante il QSO, secondo la tabella che riportiamo in calce affinchè chi è in ascolto, anche fuori del QSO, sia in grado di riconoscere la stazione. È evidente infatti che in presenza di QRM una lettera « d » possa essere scambiata per una « t » o per una « b » etc.

Quando il QSO è in pieno svolgimento, ed in particolare nella gamma delle onde corte che possono essere molto disturbate, è consigliabile limitare la lunghezza dei messaggi, per avere la certezza che il corrispondente continui a ricevere nelle migliori condizioni. È buona regola prendere nota delle domande che sono rivolte dal corrispondente in modo da dargli una risposta dettagliata evitando inutili ripetizioni. Le frasi più importanti, compresi gli indirizzi ed il passaggio dalla trasmissione alla ricezione, dovranno essere ripetuti due volte.

QSO a catena

Il **« Round table »** degli anglo-americani, ovvero il **« QSO a catena »** consiste in un collegamento effettuato contemporaneamente fra più OM i quali prendono a turno il microfono sulla stessa frequenza. Detto sistema, se usato con parsimonia, può dimostrarsi molto utile perchè consente il collegamento contemporaneo di più OM i quali altrimenti occuperebbero più canali. Tale utilità naturalmente si verifica solo alle condizioni che tutti i partecipanti siano perfettamente **isofrequenza.**

Tenuto conto che sovente non tutti gli OM sono in grado di azzerrare il loro TX su una data frequenza con mezzi propri è bene che uno di essi assuma la direzione del QSO assicurandosi di raggiungere le condizioni necessarie ed assegnando il numero d'ordine della successione della conversazione.

Qui di seguito diamo una tabella utile per compilare le parole specialmente nei collegamenti internazionali. Diamo tre soluzioni diverse che sono usate anche nei servizi professionali.

TABELLA 1

A	AMSTERDAM	ADAM	ALFA
B	BALTIMORE	BAKER	BRAVO
C	CASABLANCA	CHARLIE	CHARLIE
D	DANEMARK	DAVID	DELTA
E	EDISON	EDWARD	ECHO (eco)
F	FLORIDA	FRANK	FOXTROFF
G	GALLIPOLI	GEORGE	GOLF
H	HABANA	HENRY	HOTEL
I	ITALIA	IDA (aida)	INDIA
J	JERUSALEM	JOHN	JULIETT
K	KILOGRAMME	KING	KILO
L	LIVERPOOL	LOVE	LIMA
M	MADAGASCAR	MARY	MIKE (maik
N	NEW YORK	NANCY	NOVEMBER
O	OSLO	OCEAN	OSCAR
P	PARIS	PETER	PAPA
Q	QUEBEC	QUEEN	QUEBEC
R	ROMA	ROBERT	ROMEO
S	SANTIAGO	SUGAR	SIERRA
T	TRIPOLI	THOMAS	TANGO
U	UPSALA	UNION	UNIFORM
V	VALENCIA	VICTOR	VICTOR
W	WASHINGTON	WILLIAM	WHISKEY
X	XANTHIPPE	X-RAY	X-RAY
Y	YOKOHAMA	YOUNG	YANKEE
Z	ZURICH	ZERO	ZULU

È consigliabile l'ultima colonna.

La tabella che segue è usatà nei servizi professionali, per compitare i numeri e può essere usata vantaggiosamente anche nei servizi per radioamatori.

TABELLA 2

0	ZERO
1	UANNE
2	BIS
3	TER
4	QUARTO
5	PENTA
6	SAXO
7	SETTE
8	OCTO
9	NONA
VIRGOLA	DECIMAL

(Esempio 45,2 uguale a: Quarto penta decimal bis).

Nella prossima puntata tratteremo dei collegamenti in CW dando alcuni consigli per imparare, con minore difficoltà, la telegrafia.

SCHEMI UTILI PER I RADIOAMATORI

Preamplificatore per i 10 e 11 metri

In figura 1 è visibile lo schema di un buon preamplificatore adatto per amplificare i segnali a radio frequenza dei 21 e 28 MHz, e che applicato ad un ricevitore adatto a ricevere tale gamme consente di ottenere un guadagno dell'ordine dei 30 dB.

Sono stati usati due triodi nuvistor 6CW4, in circuito cascode, la qualcosa consente di avere un elevato guadagno con il minimo rumore. La loro alimentazione può essere ottenuta con alimentatore separato oppure direttamente dal ricevitore. Modificando opportunamente il numero delle spire dei due trasformatori

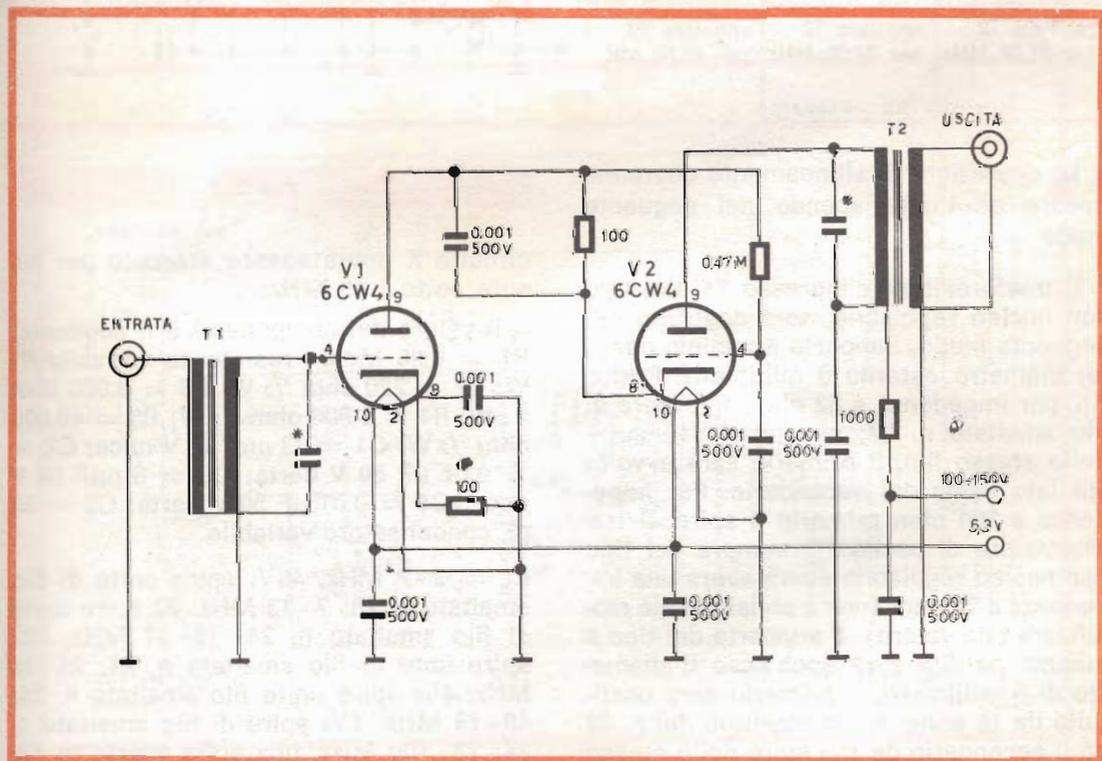



Fig. 1

T1 e **T2** l'uso del preamplificatore può essere esteso alle gamme dei 14 MHz e dei 50 MHz.

I condensatori contrassegnati da un asterisco dovranno avere la capacità di 6,8 pF 500 V, per le gamme di 21 e 27 MHz, e 5 pF 500 V per la gamma dei 30 MHz. Il valore delle resistenze è indicato direttamente sullo schema in ohm. Esse sono del tipo da 0,5 watt. Il valore dei condensatori è indicato in microfarad.

21 MHz	27 MHz	30 MHz
regolare T1 per 21,25 MHz	regolare T1 per 30,00 MHz	regolare T1 per 32,00 MHz
regolare T2 per 21,22 MHz	regolare T2 per 27,00 MHz	regolare T2 per 29,50 MHz

Le operazioni di allineamento dovranno essere effettuate agendo nel seguente modo:

Il trasformatore d'ingresso **T1,** del tipo con nucleo regolabile, sarà costruito nel seguente modo. Supporto a minima perdita: diametro esterno 6 millimetri. Primario, per impedenza a 52 ohm, $1^1/_2$ spire di filo smaltato n. 32; secondario 18 spire dello stesso filo. Il primario sarà avvolto sul lato caldo del secondario. Per impedenza a 300 ohm primario 3 spire. Il trasformatore di uscita T2, sempre del tipo con nucleo regolabile dovrà avere una impedenza a 72 ohm (non è consigliabile modificare tale valore). Il supporto del tipo a minima perdita avrà anch'esso il diametro di 6 millimetri. Il primario sarà costituito da 18 spire di filo smaltato del n. 32 ed il secondario da $1^1/_2$ spire dello stesso conduttore, avvolto in modo identico a T1. Il cavo a 7 ohm, che sarà usato per collegare il preamplificatore al ricevitore, non dovrà superare la lunghezza di 30 centimetri.

Grid-dip da 3 MHz a 100 MHz

Lo schema di figura 2 si riferisce ad un semplicissimo grid-dip adatto a coprire l'intera gamma da 3,0 a 100 MHz mediante una serie di bobine intercambiabili. È stato impiegato un transistore della **RCA 2N1178** e un diodo **1N34A.** « M » indica un microamperometro da 0 a 50 μA. Il corto

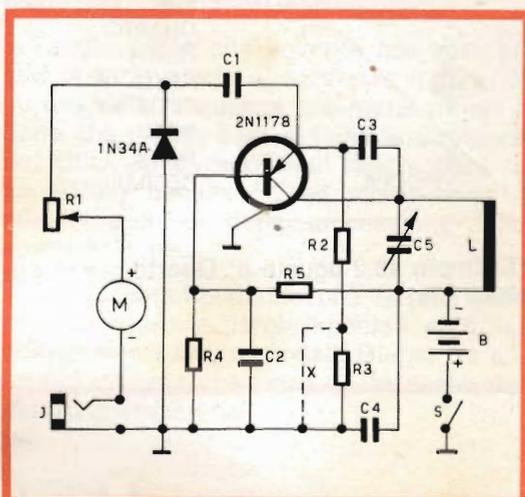



Fig. 2

circuito **X** dovrà essere staccato per misure sotto i 45 MHz.

Il valore dei componenti è il seguente: R1 = 0,25 Mohm resistenza variabile $^1/_2$ W; R2 = 220 ohm $^1/_2$ W; R3 = 3.000 ohm $^1/_2$ W; R4 = 3.900 ohm $^1/_2$ W; R5 = 40.000 ohm $^1/_2$ W; C1 = 33 μμF 50 V mica; C2 = = 0,01 μF 50 V carta; C3 = 5 μμF 50 V mica; C4 = 0,01 μF 50 V carta; C5 = 50 pF condensatore variabile.

L1 = 3 - 7 MHz, $48^1/_2$ spire unite di filo smaltato n. 28; 7 - 13 MHz, 22 spire unite di filo smaltato n. 24; 13 - 27 MHz, $9^1/_2$ spire unte di filo smaltato n. 24; 26 - 48 MHz, $4^1/_2$ spire unite filo smaltato n. 24; 46 - 79 MHz, $1^1/_2$ spire di filo smaltato n. 24; 73 - 100 MHz, una spira aperta di filo stagnato n. 16 lungo 35 mm. I due conduttori devono essere distanziati l'uno dall'altro di 6 mm.

INTERFONICO A TRANSISTOR UK 25

L'utilità di un interfonico nella vita quotidiana è ormai nota ed apprezzata da tutti. La presentazione in scatola di montaggio consente a chiunque la realizzazione in poche ore di un apparecchio dalle ottime caratteristiche acustiche e dal funzionamento assai semplice.

Vediamo il comportamento del circuito a transistor indipendentemente dai collegamenti esterni. Il segnale viene sempre generato da un altoparlante; è noto che un altoparlante può lavorare come trasduttore di informazioni

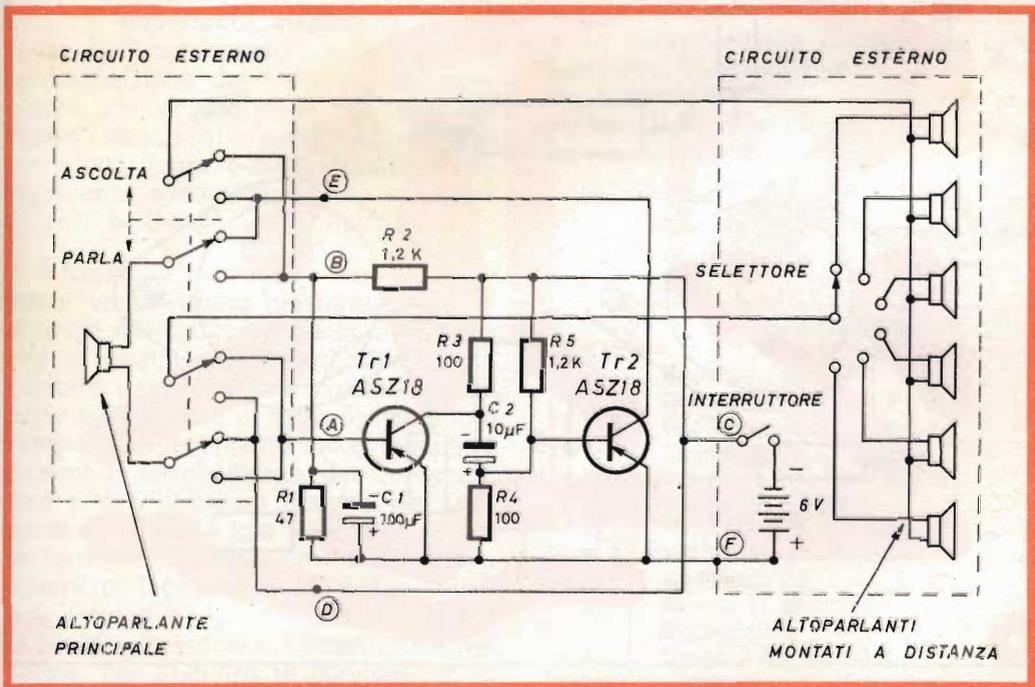



Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

in due modi complementari: può trasformare un segnale elettrico in vibrazioni sonore, e viceversa, grazie sempre alle oscillazioni della membrana, può trasformare vibrazioni sonore in impulsi elettrici. Quando l'interruttore principale è chiuso il circuito è alimentato dalla batteria ed entrambi i transistor risultano polarizzati direttamente, perciò sono in grado di condurre corrente (vedi fig. 1).

Il segnale da amplificare viene inviato in ingresso a modulare la base di Tr1, l'accoppiamento ad RC tra i due transistor trasferisce queste oscillazioni elettrice sulla base del transistor Tr2, la quale è polarizzata dal partitore R_4-R_5. Tr2 amplifica ancora il segnale e lo invia all'uscita, dove il carico è costituito da un altoparlante con impedenza di 8 Ω. Dalle prove eseguite risulta particolarmente adatto l'altoparlante G.B.C. tipo A/392-4.

La scelta dei due possibili modi di funzionamento, trasmissione e ascolto, dipende dalla posizione del commutatore quadripolare a due posizioni; il suo comportamento costituisce forse la parte del funzionamento più difficile da comprendere. In maniera piuttosto sommaria si può spiegare come segue: quando il commutatore è sulla posizione « PARLA » il segnale proveniente dall'altoparlante principale viene inviato da un capo dell'altoparlante all'ingresso A, dall'altro al punto B e da qui attraverso R_2 al negativo. Il segnale amplificato viene inviato in uscita agli altoparlanti periferici, di cui un capo è collegato, attraverso il punto E, al collettore di Tr2, mentre l'altro giunge anch'esso al polo negativo della batteria che è in contatto con il punto D. Viceversa quando il commutatore è su posizione « ASCOLTA » l'altoparlante

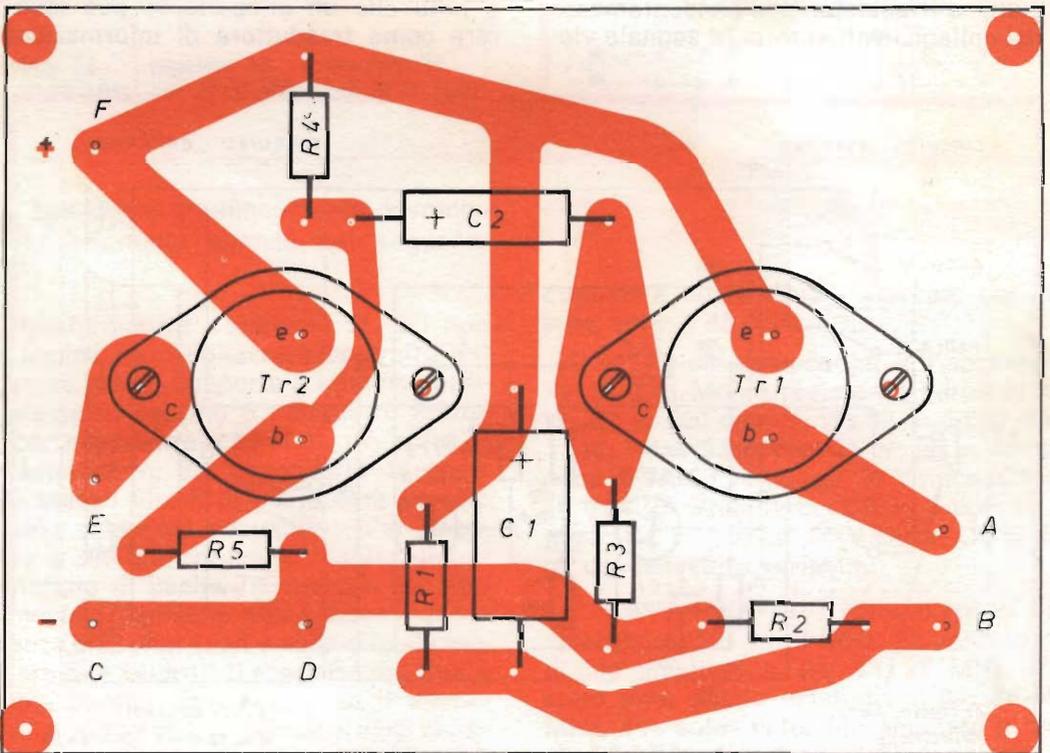
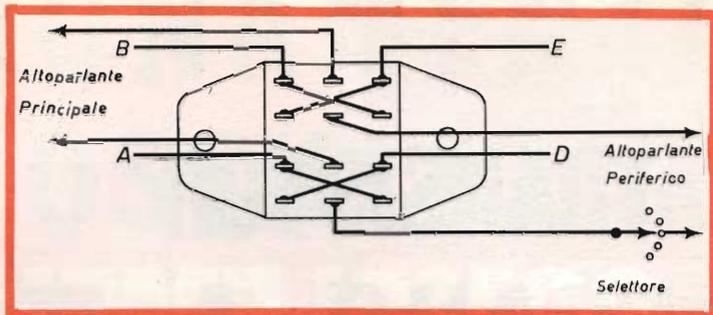



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

Fig. 3 - Schema di collegamento dei terminali del commutatore. Sono indicati: i fili che partono dai punti A, B, D, E, i collegamenti con gli altoparlanti e i ponticelli diagonali.

periferico è collegato all'ingresso A ed al negativo, mentre in uscita il carico è costituito dall'altoparlante principale collegato tra il collettore di Tr2 ed il negativo.

Montaggio dei componenti

In figura 2 tutti i componenti appaiono fissati nelle rispettive posizioni sul lato isolato della piastra a circuito stampato. Le varie fasi del montaggio vanno eseguite nella maniera indicata. È importante rispettare le polarità dei condensatori e soprattutto la disposizione dei terminali dei transistor; per questo ci si riferisce alla figura allegata alla scatola di montaggio e alla figura 2 dove i punti di collegamento sono indicati con **e** (emettitore), **b** (base), **c** (collettore).

Il fissaggio meccanico dei due transistor va effettuato mediante le apposite viti 4MAx10, avendo cura di inserire le ranelle a denti interni prima di avvitare i dadi sul lato conduttore. La parte più delicata di tutto il montaggio rimane il collegamento dei componenti esterni e specialmente del commutatore a due posizioni quattro vie (per esempio G.B.C. tipo G/1152-13). La batteria di alimentazione a 6 V deve essere collegata ai punti F (positivo) e C (negativo), però tra il polo negativo e C si inserisce l'interruttore generale. Per stabilire le connessioni al commutatore la figura 3 risulta più esauriente di qualsiasi lunga spiegazione.

Applicazioni

Gli utili impieghi di un interfonico sono così numerosi che risulta difficile descriverli tutti. Per esempio a chi abita una villetta può fare certo comodo un mezzo per comunicare dall'interno della casa con il cancello d'ingresso; per questo è sufficiente disporre di due altoparlanti di cui uno va sistemato all'ingresso, l'altro in casa. L'interfonico può servire per uso domestico in abitazioni di più locali o più piani, come mezzo di comunicazione con la stanza di servizio, per ascoltare cosa succede nella camera dei bambini, ecc. Vi è poi l'intera serie delle applicazioni professionali che ne prevedono il funzionamento come impianto ricerca persone.

Per ottenere la migliore resa conviene alloggiare gli altoparlanti in piccoli diffusori acustici.

N.	DESCRIZIONE
1	Resistenza R_1 - 47 Ω
2	Resistenze R_2, R_3 - 1,2 kΩ
1	Condensatore C_1 - 100 μF
1	Condensatore C_2 - 10 μF
2	Transistor Tr1, Tr2 - ASZ18
1	Circuito stampato
4	Viti 4 MA x 10 con dado
4	Viti 3 MA x 15 con dado
4	Ranelle Ø 4,2
4	Ranelle Ø 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo cm 50

Kit completo UK 25 - SM/1015 in confezione « Self-Service »
Prezzo di listino L. 4.400

TRANSISTOR COMPLEMENTARI PHILIPS

per l'impiego in amplificatori di bassa frequenza

AC 127/132	W_0 = 370 mW	con V_B = 9 V	D = 10%
AC 127/128	W_0 = 1,2 W	con V_B = 9 V	D = 10%
AC 187/188	W_0 = 4 W	con V_B = 18 V	D = 5%
AD 161/162	W_0 = 10 W	con V_B = 24 V	D = 2%

L'impiego di queste coppie complementari consente di eliminare i trasformatori pilota e finale e di ottenere i seguenti vantaggi:

■ Riduzione del numero dei componenti e conseguente diminuzione del costo dell'amplificatore. ■ Banda passante più ampia. ■ Bassa distorsione. ■ Elevato rendimento.

PHILIPS S.p.A.
Reparto Elettronica
Milano - P.zza IV Novembre 3
Tel. 6994 (Int. 194)

FUNZIONAMENTO DEGLI OSCILLATORI PILOTATI A QUARZO

a cura di L. Biancoli

I nuovi metodi di fabbricazione dei componenti elettronici, e di elaborazione delle materie prime a tale scopo impiegate, hanno permesso di ottenere una stabilità delle caratteristiche meccaniche ed elettriche assai maggiore di quella che era possibile ottenere un tempo. Ad esempio, è possibile oggi realizzare valori capacitivi e resistivi che mantengono inalterate le caratteristiche nonostante variazioni apprezzabili della temperatura ambiente. Oltre a ciò, il rame ed altri metalli più o meno pregiati con i quali vengono realizzate le induttanze, vengono sottoposti a speciali trattamenti che limitano le variazioni dimensionali col variare della temperatura.
Tutto ciò ha reso notevolmente più stabili le caratteristiche dei circuiti impieganti appunto tali componenti o tali materiali. Ciò nonostante, per quanto riguarda la produzione di oscillazioni ad Alta Frequenza, nei casi particolari in cui occorra la massima stabilità, è indubbiamente indispensabile ricorrere all'impiego di un componente particolare — peraltro assai noto — consistente in cristallo di quarzo piezoelettrico ,avente una sua propria frequenza di risonanza.
L'impiego del quarzo per pilotare circuiti oscillatori a valvole è ormai universalmente noto. Ciò che costituisce invece — in un certo senso — una novità è l'impiego del quarzo per pilotare circuiti oscillatori a transistori. Per questo motivo, riportiamo da Radio Constructeur la seguente nota, che mette in chiara evidenza i principi fondamentali di funzionamento e di realizzazione di circuiti di questo tipo.

I PRINCIPI FONDAMENTALI

Quando si cerca di ottenere oscillazioni di grande stabilità, almeno per quanto riguarda la frequenza, il mezzo più semplice consiste nell'impiegare un cristallo di quarzo per **pilotare** l'oscillatore, sia esso a valvole o a transistori. In questo caso, la frequenza delle oscillazioni prodotte viene a trovarsi in certo qual modo vincolata alla frequenza di risonanza meccanica del cristallo.

Il funzionamento di un cristallo di quarzo è basato sul principio della piezoelettrici-

tà: qualsiasi deformazione meccanica di un cristallo piezoelettrico determina la comparsa di cariche elettriche lungo alcuni suoi assi, e più precisamente tra le sue superfici, vale a dire di un campo elettrico. Un cristallo che venga invece sottoposto ad un campo elettrico si deforma per contro meccanicamente, ciò che costituisce la ben nota reversibilità del fenomeno.

Se il campo elettrico in questione è di tipo a corrente alternata, le deformazioni meccaniche assumono il ruolo di oscillazioni meccaniche, aventi la medesima frequenza delle oscillazioni elettriche applicate al cristallo.

Quando la frequenza della **tensione di eccitazione** si approssima alla frequenza di risonanza meccanica tipica del cristallo, l'ampiezza delle oscillazioni meccaniche che esso produce aumenta, fino a raggiungere un valore massimo, il che determina — come effetto secondario — un aumento della corrente che circola nel circuito di eccitazione: questa — ovviamente — raggiunge un'intensità massima in corrispondenza della frequenza di risonanza del quarzo.

Di conseguenza, la corrente che passa attraverso quest'ultimo risulta **in anticipo** rispetto alla tensione, se la frequenza di eccitazione è **più bassa** di quella di risonanza, mentre risulta **in ritardo** sulla tensione stessa se la frequenza — viceversa — è più elevata. Nel primo caso, il cristallo si comporta esattamente come un componente **capacitivo**: nel secondo caso, invece, il cristallo si comporta come un componente **induttivo.**

Per questo motivo, è possibile rappresentare un cristallo di quarzo, aggiunto ad un circuito elettrico, con un circuito cosiddetto equivalente, del tipo a risonanza in serie, caratterizzato da coefficienti di sovratenzione assai elevati, e da una frequenza di risonanza particolarmente stabile.

La **figura 1** rappresenta in forma schematica il circuito equivalente di un cristallo di quarzo. In essa, L, R e C rappresentano rispettivamente il valore di autoinduzione, la resistenza in serie, e la ca-

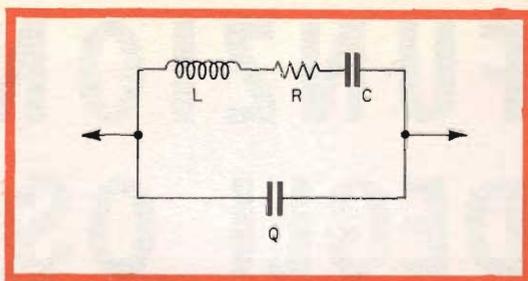



Fig. 1 - Circuito equivalente di un cristallo di quarzo, rappresentato da una componente induttiva (L), da una componente resistiva (R), e da una componente capacitiva (C), in serie tra loro. In parallelo a queste tre componenti, è presente infine la capacità Q, che rappresenta il complesso delle capacità parassite intrinseche del cristallo, del suo supporto, dei suoi terminali.

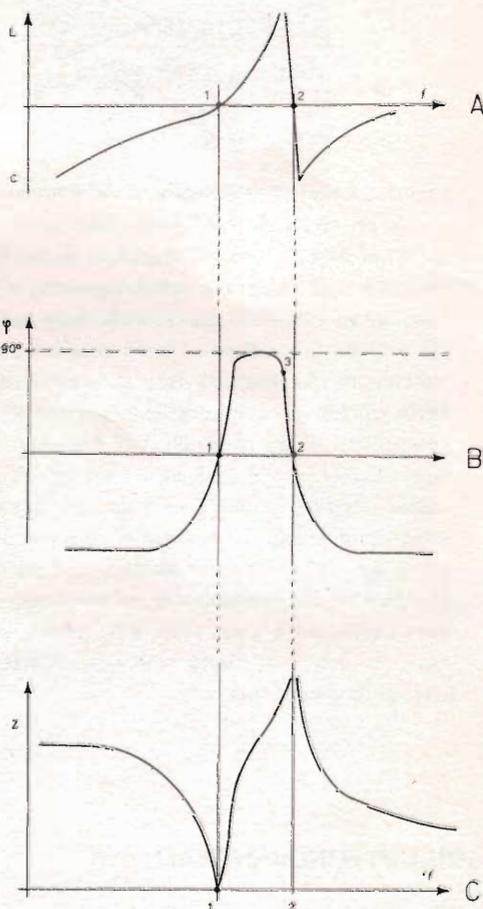



Fig. 2 - Rappresentazione grafica delle curve che denotano la variazione della resistenza R, dello sfasamento φ e dell'impedenza Z, in funzione della frequenza, rispettivamente in A, in B ed in C.

pacità in serie del cristallo: Q rappresenta invece la capacità parassita che si trova in parallelo ai tre precedenti componenti considerati in serie, e costituita dalle inevitabili perdite che si producono a causa delle connessioni, dell'involucro, del supporto, ecc.

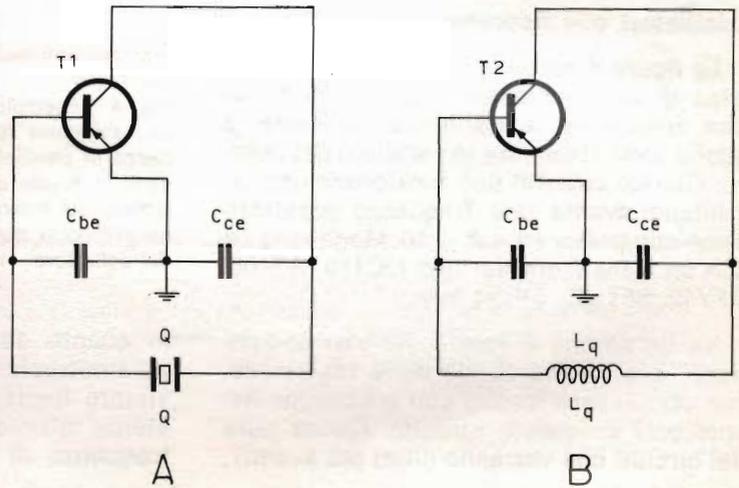
La **figura** 2 rappresenta invece graficamente, nelle sue tre sezioni, la variazione — in funzione della frequenza — della componente reattiva della resistenza (**A**), dell'angolo di fase φ (**B**) tra la corrente e la tensione, e dell'impedenza Z (**C**) del suddetto circuito equivalente.

quale — ancora una volta — la corrente e la tensione risultano **in fase** tra loro.

In corrispondenza di frequenze superiori a quella riferita alla resistenza in parallelo, la resistenza del circuito equivalente presenta nuovamente una caratteristica **capacitiva.**

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEGLI OSCILLATORI A QUARZO

In conseguenza di quanto è stato premesso, è intuitivo ammettere la possibilità di concepire due tipi distinti di oscillatori a quarzo: quelli cioè la cui frequenza di funzionamento è di valore **prossimo** a quello della **frequenza di risonanza in parallelo**, e quelli la cui frequenza di funzionamento **corrisponde** invece a quella della **risonanza in serie**, vale a dire alla frequenza propria del cristallo.

Fig. 3 - Principio di funzionamento dell'oscillatore a risonanza in parallelo (rappresentato alla sezione A), e rappresentazione schematica del relativo circuito equivalente (B). Come si può osservare, in quanto caso tipico il cristallo di quarzo assume un comportamento di natura tipicamente induttiva.

Da tutto ciò si può facilmente dedurre che, in corrispondenza di frequenze inferiori alla frequenza di risonanza del quarzo (vale a dire a sinistra del punto 1), la resistenza del circuito presenta un carattere **capacitivo**, mentre la corrente è in anticipo sulla tensione. In corrispondenza della frequenza di risonanza meccanica (punto 1) la resistenza del circuito è minima, e la corrente è **perfettamente in fase** con la tensione.

In corrispondenza di frequenze superiori a quella della risonanza meccanica, la resistenza del quarzo presenta una caratteristica **induttiva**, ed il circuito che presenta questa auto-induzione con in parallelo la capacità parassita Q, passa attraverso la resistenza in parallelo (punto 2), per la quale l'impedenza Z è massima, e per la

Il primo gruppo comprende gli oscillatori del tipo **Colpitts**, nel quale una delle reattanze è costituita dal quarzo, che viene in tal caso impiegato alla stessa stregua di una componente induttiva. Nel caso più semplice, il cristallo viene collegato tra la base ed il collettore di un transistore, così come si osserva alla **figura 3A**, nella quale le capacità presenti tra base ed emettitore (C_{be}) e tra collettore ed emettitore (C_{ce}) completano il circuito. La **figura 3B** rappresenta il circuito equivalente.

In realtà, è possibile osservare che lo schema di figura 3A non può funzionare, se non quando il cristallo di quarzo si comporta esattamente come un'auto-induttanza. In tal caso — tuttavia — la frequenza di oscillazione non può essere esattamente quella che corrisponde al punto 2 (risonanza in parallelo) per la quale la resistenza equivalente del circuito del cristallo è esclusivamente a carattere ohmico.

Il disposivo può pertanto funzionare su di una frequenza lievemente al di sotto di quella corrispondente al punto 2, ossia su di una frequenza che è rappresentata nel grafico di figura 2 dal punto 3.

Oscillatori con risonanza in parallelo

La **figura 4** rappresenta lo schema elettrico di un oscillatore funzionante su di una frequenza leggermente inferiore a quella della risonanza in parallelo del quarzo. Questo circuito può funzionare con un cristallo avente una frequenza caratteristica compresa tra 0,8 e 10 Megahertz, e con un transistore del tipo OC170, AF106, AFY12, SFT163, AF134, ecc.

Fig. 4 - Esempio pratico del circuito elettrico di un oscillatore funzionante col sistema della risonanza in parallelo. In questa versione, il cristallo vene collegato direttamente tra la base ed il collettore del trasmettitore. Il segnale di uscita viene prelevato tramite la capacità C1, direttamente dal collettore.

Va da sè che il valore dei vari componenti, soprattutto quello delle resistenze, non può essere fornito con precisione nei confronti di questo circuito (come pure dei circuiti che verranno citati più avanti), in quanto esso dipende ovviamente dai parametri che caratterizzano il tipo di transistore impiegato, vale a dire dalle resistenze interne di ingresso e di uscita, dalla frequenza di taglio, dal guadagno, dalle

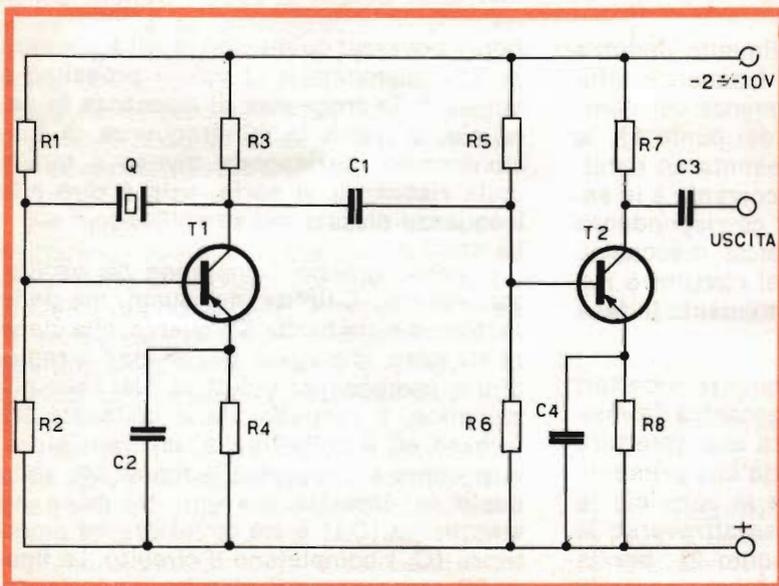



Fig. 5 - Esempio di circuito elettrico di un oscillatore funzionante con risonanza in parallelo, seguito da uno stadio separatore (T2). Quest'ultimo ha il compito di evitare che le caratteristiche del carico applicato all'oscillatore possano agire in senso negativo, agli effetti della stabilità della frequenza di oscillazione di T1. Il circuito oscillatore vero e proprio è del tutto simile a quello illustrato alla figura 3.

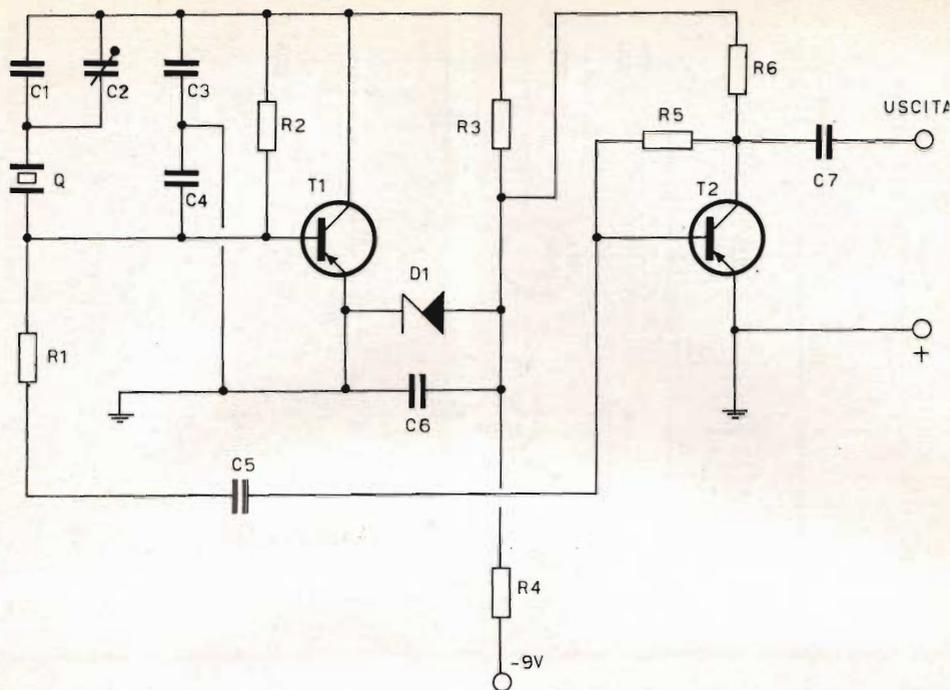



Fig. 6 - Altro esempio tipico di oscillatore a risonanza in parallelo, seguito da uno stadio separatore. Si noti in questo caso la presenza del diodo zener D1, collegato tra l'emettitore di T1 ed il circuito di collettore dello stesso, per stabilizzarne la tensione. In questa versione, è assai importante il valore del compensatore C2, collegato in parallelo a C1, in quanto esso dipende dalle caratteristiche intrinseche del cristallo impiegato.

correnti e dalle tensioni in gioco (di polarizzazione), ecc.

Questo oscillatore funziona in modo assai stabile, anche in occasione di variazioni della tensione di alimentazione comprese tra 2 e 10 volt, approssimativamente. L'ampiezza della tensione di uscita è dell'ordine di 6 volt da picco a picco, quando la tensione di alimentazione è compresa tra 9 e 10 volt.

Lo schema elettrico della figura 4 può essere convenientemente impiegato con cristalli di quarzo la cui frequenza propria di risonanza sia superiore ad 800 chilohertz - 1 Megahertz. Per frequenze di valore inferiore, il funzionamento diventa piuttosto problematico, in quanto le capacità intrinseche del transistore, alle quali si aggiungono naturualmente le capacità parassite, non sono sufficienti in rapporto al valore di auto-induzione equivalente del quarzo.

In base a tutto ciò, è possibile prevedere due capacità supplementari, come avremo occasione di vedere in seguito, ma si tratta di una soluzione che presenta l'inconveniente di diminuire il guadagno dello stadio. Di conseguenza, questo rimedio non può risultare conveniente per tutti i tipi di transistori.

Per diminuire l'influenza che il carico esercita sul valore della frequenza di oscillazione, si ricorre sovente all'impiego di uno stadio detto **separatore**, di cui un esempio tipico è illustrato alla **figura 5.** Si precisa che i due transistori impiegati possono essere del medesimo tipo del circuito illustrato alla figura 4 precedentemente considerata.

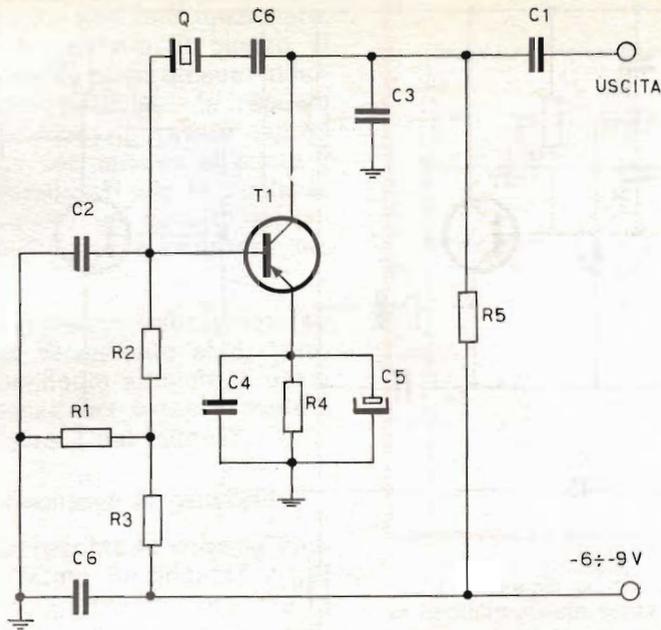



Fig. 7 - Questo circuito, funzionante anch'esso con risonanza in parallelo, può essere impiegato con cristalli di quarzo aventi una frequenza intrinseca di risonanza compresa tra 10 chilohertz e 30 Megahertz. La capacità C4, collegata in parallelo a C5 nel circuito di emettitore, ha il compito di livellare l'eventuale segnale ad Alta Frequenza presente ai capi di C4, e che riesce ad evitare l'effetto filtrante di C5 (elettrolitico) a causa della inevitabile induttanza delle sue armature e dei relativi terminali, che fanno sì che esso si comporti in parte come un'impedenza.

Lo schema elettrico illustrato alla **figura 6**, fornisce un altro esempio di circuito oscillatore provvisto di uno stadio separatore. In questo caso, la tensione del collettore del transistore che produce le oscillazioni viene stabilizzata ad opera di un diodo zener (D1), del tipo OA126/6. Il compensatore regolabile che risulta in serie al cristallo di quarzo (C2 in parallelo a C1) deve avere un valore che è in stretta relazione con le caratteristiche del cristallo impiegato. Il transistore oscillatore (T1) può essere del tipo AF105, che si abbina perfettamente ai tipi OC169, SFT320, AF137, SFT31, ecc.

Infine, il circuito elettrico di **figura 7** può essere impiegato con cristalli di quarzo funzionanti su frequenze comprese tra 10 chilohertz e 30 Megathert; nei confronti di questo tipo, le uniche grandezze variabili sono i valori delle capacità C1, C2 e C3, in funzione della gamma delle frequenze coperte, in base alla tabella che segue:

FREQUENZA	C1 = C2 = CS3
10 - 50 kHz	4 - 2 nF
50 - 200 kHz	2 - 1 nF
200 kHz - 1 MHz	1 nF - 400 pF
1 - 10 MHz	400 - 40 pF
10 - 30 MHz	40 - 10 pF

Si precisa infine che il transistor OC614 è equivalente — agli effetti pratici — al tipo AF105, a patto che i valori del circuito vengano opportunamente modificati.

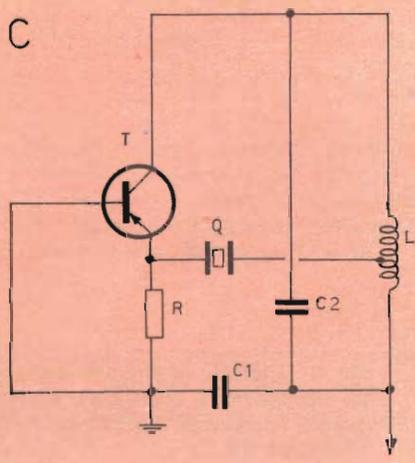
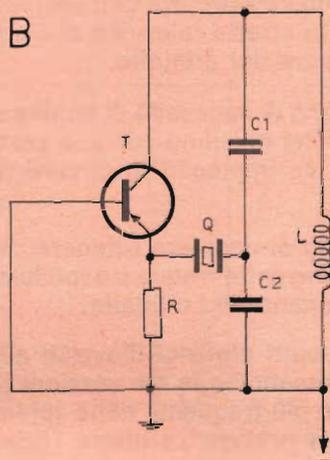
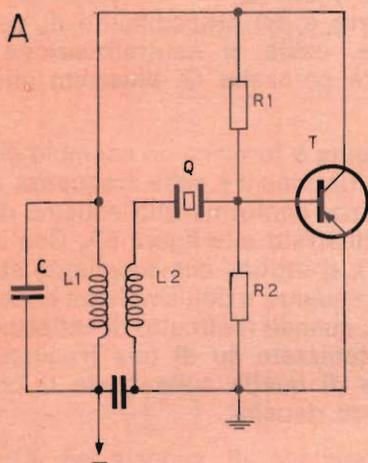



Fig. 8 - Schema elettrico di tre esempi di oscillatori a quarzo funzionanti con risonanza in serie. Nel circuito A, il transistore viene impiegato con emettitore a massa, mentre nei due circuiti B e C, lo stadio oscillatore è del tipo con base a massa.

Oscillatori con risonanza in serie

Nei tipi di oscillatori funzionanti con una frequenza di oscillazione prossima a quella corrispondente alla risonanza in serie, il cristallo di quarzo viene inserito nel circuito di reazione. È quindi intuitivo che — in questo campo — è possibile concepire sia tipi di amplificatori a resistenza e capacità a due stadi, il cui segnale di uscita — in fase col segnale di ingresso — è accoppiato a quest'ultimo tramite lo stesso cristallo di quarzo, sia degli oscillatori classici contenenti induttanze, nei quali il cristallo di quarzo viene introdotto come componente del circuito reattivo.

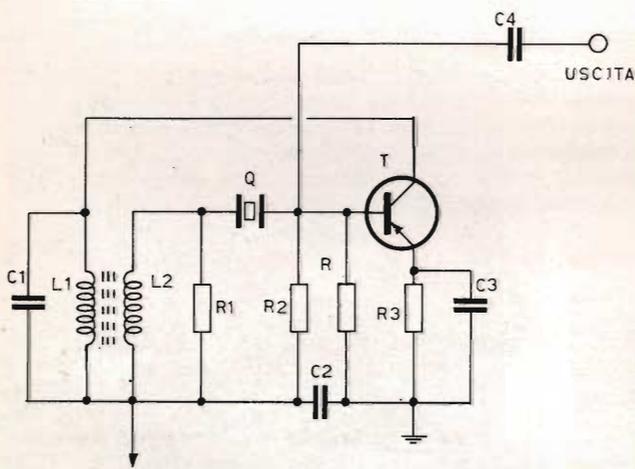
Gli oscillatori contenenti componenti induttivi sono indicati per l'impiego in numerosi casi, tra cui:

1 - Per evitare oscillazioni parassite, e risonanze secondarie da parte del cristallo.

2 - Per allargare la zona di sincronizzazione, vale a dire la zona entro la quale la frequenza propria dell'oscillatore risulta in stretta relazione con quella di risonanza del cristallo.

3 - Nel caso di necessità di impiego di cristalli che oscillino con una certa difficoltà, se impiegati in circuiti di altro tipo.

4 - Quando si desidera ottenere delle armoniche della frequenza fondamentale di risonanza del cristallo.

I tre circuiti elettrici illustrati alla **figura 8** rappresentano le tre versioni tipiche, di impiego più frequente nelle applicazioni a carattere pratico. La prima (figura 8**A**) funziona con emettitore a massa, mentre la seconda e la terza (**B** e **C**) sono del tipo con base a massa. Occorre naturalmente notare — a proposito di questi tre circuiti — che la resistenza in serie del cristallo (vale a dire R nel circuito equivalente di figura 1), deve essere di valore nettamente inferiore a quello della reattanza capacitiva intrinseca del supporto (Q alla figura 1).

Se questa condizione non viene rigorosamente rispettata, il circuito oscilla liberamente su di una frequenza determinata esclusivamente ad opera delle costanti in gioco nell'intero circuito. Questa condizione viene tuttavia quasi sempre soddisfatta per valori relativamente bassi di frequenza, inferiori cioè approssimativamente a 5 Megahertz. Per frequenze superiori, si ricorre a dei procedimenti di compensazione, ossia di neutralizzazione della capacità parassita Q, illustrata alla figura 1.

La **figura 9** fornisce un esempio di oscillatore funzionante sulla frequenza di 500 chilohertz, conforme allo schema di principio illustrato alla figura 8A. Con questo metodo, si ottiene una eccellente stabilità della frequenza e dell'ampiezza delle oscillazioni, quando il circuito di collettore viene sintonizzato su di una frequenza più elevata di quella sulla quale il cristallo di quarzo risuona.

La tensione di segnale ad Alta Frequenza viene prelavata in un punto in cui le variazioni dell'impedenza di carico agiscono in misura notevolmente ridotta sulla frequenza e sull'ampiezza delle oscillazioni. Beninteso, è del pari possibile prevedere uno stadio separatore. Il transistore — del tipo AF 101 — può essere sostituito, modificando eventualmente in modo opportuno alcuni valori delle resistenze, con un transistore del tipo OC45, AF138, SFT319, ecc.

Fig. 9 - Esempio di circuito elettrico di un oscillatore a transistori pilotato a quarzo, impiegante il principio illustrato alla figura 8 A.

Gli oscillatori a quarzo funzionanti col sistema della risonanza in serie, e senza l'impiego di induttanze, sono — come già si è accennato — dei semplici amplificatori del tipo a resistenza e capacità (RC), funzionanti con due stadi. Se si tratta di

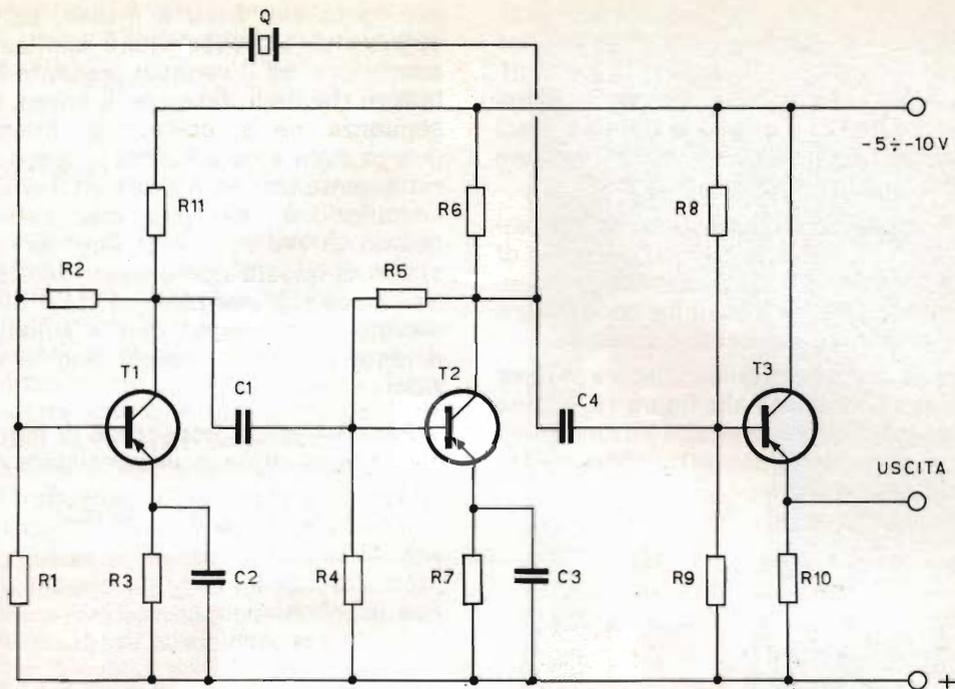



Fig. 10 - Circuito elettrico di un oscillatore funzionante con risonanza in serie, senza impiego di induttanze, (T1 e T2), seguito da uno stadio separatore (T3) avente il compito di impedire — come già abbiamo stabilito — che le caratteristiche del carico influenzino la frequenza e l'ampiezza delle oscillazioni. Come si può osservare, il cristallo Q costituisce la rete reattiva tra T1 e T2.

stadi del tipo con emettitore a massa, ciascuno dei quali sia sfasato di 180°, la tensione di uscita viene ad essere sfasata di 360° in rapporto alla tensione di entrata: vale a dire che quest'ultima è in fase con la prima.

Se si accoppia il segnale di uscita di un amplificatore di questo tipo al segnale di ingresso, tramite un quarzo avente una propria frequenza di risonanza **f**, si viene a creare una reazione su questa sola frequenza (in quanto è proprio in corrispondenza di questa frequenza che la resistenza equivalente del quarzo assume il valore minimo), per cui l'intero circuito costituisce un vero e proprio oscillatore.

Lo schema elettrico illustrato alla **figura 10** costituisce un esempio di oscillatore di questo tipo, seguito da uno stadio separatore, realizzato usando il transistore nel circuito con emettitore a massa (ossia col metodo di accoppiamento di emettitore). Questo oscillatore rimane perfettamente stabile anche in presenza di variazioni assai notevoli della tensione di alimentazione, comprese cioè approssimativamente tra 5 e 10 volt.

Quando la tensione di alimentazione è all'incirca pari a 9 volt, l'ampiezza delle oscillazioni raggiunge all'incirca il valore di 6,5 volt.

Con questo circuito è possibile impiegare dei quarzi aventi una frequenza di risonanza propria compresa tra qualche diecina di chilohertz, ed un Megahertz. La forma del segnale fornito è praticamente rettangolare, con un tempo di salita dell'ordine di 0,1 microsecondi, fino a frequenze di qualche centinaio di chilohertz.

In corrispondenza di frequenze più elevate, superiori cioè ad 1 Megahertz, l'oscillazione non si verifica, oppure si verifica in modo incerto, con fenomeni di intermittenza, in quanto lo sfasamento tra i segnali di ingresso e di uscita dei due stadi dell'oscillatore non riesce a raggiungere in modo stabile il valore di 360°.

La realizzazione di uno sfasamento complementare tramite lo stesso cristallo di quarzo presenta un certo numero di inconvenienti, che non è possibile considerare dettagliatamente in questa occasione.

Quando si realizza un oscillatore in base allo schema illustrato alla figura 10, è bene adottare particolari precauzioni onde evitare che la capacità parassita presente tra l'ingresso e l'uscita degli stadi T1 e T2 raggiunga valori apprezzabili. Se questa precauzione non viene presa nella dovuta considerazione, il circuito assume uno stato che ne determina il funzionamento come multivibratore, per cui fornisce in uscita delle oscillazioni del tipo detto a rilassamento, anche in assenza del cristallo.

I tre transistori impiegati nel circuito illustrato alla figura 10 sono del medesimo tipo, ed esattamente dello stesso tipo impiegabile per la realizzazione dei circuiti illustrati alle figure 4 e 5.

Lo schema elettrico illustrato alla figura 10 è abbastanza complesso, ed è possibile raggiungere il medesimo risultato con lo impiego di un circuito assai più semplice, come quello illustrato alla **figura 11.** In quest'ultimo caso, il transistore T1 viene impiegato con base a massa, per cui il segnale di ingresso viene applicato allo emettitore, ed il segnale presente sul collettore risulta in fase con il primo. Di conseguenza, se si collega un cristallo di quarzo avente caratteristiche adeguate direttamente tra l'emettitore ed il collettore, l'oscillazione non può manifestarsi, in quanto la resistenza di ingresso di uno stadio di questo tipo è assai ridotta, mentre la sua resistenza di uscita è di valore elevato. Il guadagno risulta quindi insufficiente perché si manifestino le oscillazioni.

Per adattare le impedenze di ingresso e di uscita, si impiega un transistore di identico tipo, usato con collettore a massa, e si collega un cristallo di quarzo adatto tra l'uscita di T2 (emettitore) e l'ingresso di T1 (emettitore). Un oscillatore di questo tipo può funzionare con cristalli di quarzo aventi una frequenza di risonanza propria inferiore ad un Megahertz, e permette di impiegare un circuito di carico a bassa impedenza.

La forma d'onda del segnale di oscillazione in tal modo prodotto richiama quella di un'onda sinusoidale, avente i picchi inferiori tagliati, mentre i picchi superiori presentano una cresta particolare.

Le oscillazioni mantengono un valore stabile per qualsiasi tensione di alimentazione compresa tra —2 e —10 volt, e la corrente dissipata dal circuito non su-

Fig. 11 - Circuito elettrico di un oscillatore a risonanza in serie, costituito da due transistori, senza impiego di induttanze. Anche in questo caso, il cristallo Q costituisce il circuito reattivo, che retrocede a T1 una parte del segnale sviluppato T2. In questo caso specifico, occorre rispettare determinate condizioni, onde evitare che il circuito si comporti come un semplice multivibratore.

pera i 3 milliampère, con una tensione di alimentazione di 9 volt. L'ampiezza del segnale di uscita è infine prossima al valore di 3 volt circa.

CONCLUSIONE

Abbiamo in tal modo passato in rassegna le principali versioni dei circuiti oscillatori ad Alta Frequenza funzionanti a transistori, con pilotaggio a quarzo. Il lettore che volesse approfondire in pratica questo argomento, cimentandosi con qualche realizzazione sperimentale, potrà usufruire dei dati forniti per progettare circuiti che possano funzionare con grande stabilità di frequenza. In particolare, gli oscillatori di questo tipo — date le basse potenze in gioco — possono essere impiegati per la realizzazione di piccoli trasmettitori, di impianti di radiocomando, di generatori di segnali campione, ecc.

Naturalmente, per quanto riguarda il valore dei vari componenti (resistenze, condensatori, ecc.), essi devono essere determinati sperimentalmente, in funzione delle caratteristiche statiche e dinamiche dei transistori impiegati, nonché in funzione della frequenza effettiva di funzionamento.

Oltre a ciò, prima di accingersi a realizzare un circuito oscillatore di uno dei tipi descritti, occorre stabilire in primo luogo la frequenza di taglio del transistore impiegato, ed accertare che la frequenza di risonanza del cristallo impiegato — e quindi la frequenza delle oscillazioni che si desidera ottenere — sia notevolmente al di sotto di tale frequenza limite, per evitare che si verifichino quelle condizioni che rendono problematica la produzione delle oscillazioni.

Se questa condizione viene rispettata, e se il transistore viene fatto funzionare in un punto della sua curva caratteristica che risulti favorevole all'impiego come oscillatore, si ottiene indubbiamente quella stabilità sia del valore della frequenza, sia dell'ampiezza delle oscillazioni, che è sempre auspicabile in qualsiasi apparecchiatura, sia essa a carattere sperimentale, dilettantistico o professionale.

NUOVI COMPONENTI

NUOVO PICCOLO TUBO AR.C. BRIMAR V 3188

Progettato inizialmente per funzionare come monitor e mirino per piccole telecamere, questo tubo catodico grazie alle sue piccole dimensioni risulta assai adatto per numerose applicazioni in circuiti transistorizzati. Tra queste citiamo tutti gli impianti di televisione a circuito chiuso comprendenti più posti di ripresa e più ricevitori, per esempio impianti di controllo del traffico. Le ridotte dimensioni fanno anche prevedere una possibile utilizzazione come video-telefono.

Dimensioni

Il tubo BRIMAR V 3188 ha uno schermo di forma rettangolare con diagonale da 4 1/2 pollici e superficie piatta. L'area utile ha dimensioni di 98x78 mm. La lunghezza complessiva è di 160 mm e il diametro del collo di 20 mm. L'angolo di deflessione del tubo è di 90°.

Focalizzazione e schermo

Viene impiegato un « focus gun » elettrostatico a bassa tensione con deflessione magnetica; il filamento lavora normalmente a 11 V e 68 mA. Il tubo è costituito da vetro trasparente alluminizzato; lo schermo è rivestito da fosforo che da un colore fluorescente « bianco televisivo ». La EAT, tipicamente di 10 kV, viene collegata mediante un connettore a filo volante permanentemente fissato al tubo.

Protezione contro l'implosione

Viene assicurata mediante due pannelli; la piastra superficiale « bonded » offre contemporaneamente protezione contro l'implosione e contro l'accumulazione della polvere, inoltre riduce i riflessi interni.

Montaggio

Il sistema di fissaggio di nuovo tipo, studiato appositamente per questo tubo, consiste in una cornice di metallo circondante la superficie dello schermo. I fori di fissaggio posti negli angoli del telaio facilitano la rimozione per operazioni di manutenzione o sostituzione. È anche possibile montare quattro monitor uno accanto all'altro in un mobiletto standard da 19 pollici.

Esplorazione

Il diametro del collo di 20 mm e l'angolo diagonale di « scanning » di 90°, rendono possibile il funzionamento entro la capacità dei circuiti transistorizzati di bassa potenza. I gioghi di deflessione richiesti per questi nuovi monitor BRIMAR sono stati studiati appositamente dalla Plessey Co. di Ticthfield (Gran Bretagna), per assicurare le migliori prestazioni.

Funzionamento tipico

Seconda e quarta tensione anodica	$V_{a2,4}$	10 kV
Prima tensione anodica	V_{a1}	400 V
Terza tensione anodica per il fuoco	V_{a3}	0 ÷ 400 V
Tensione di griglia per l'esclusione del quadro	V_g	—30 ÷ —50 V

Queste tensioni sono riferite al catodo.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

INFLUENZA DEL CAMPO MAGNETICO TERRESTRE SULLA TV A COLORI

(Da « Electronics World »)

Come è certamente noto a chiunque si sia interessato fino ad oggi dei problemi e della tecnica della televisione a colori, i raggi elettronici uscenti dai tre cannoni di un tubo tricromatico e rivolti verso la superficie interna dello schermo fluorescente a triadi subiscono l'influenza dei campi magnetici prodotti dal giogo di deflessione, dai dispositivi di messa a punto della convergenza, e dai dispositivi di controllo della purezza cromatica.

Agli effetti della messa a punto dei dispositivi relativi alla regolazione della purezza, è risultato chiaro ed evidente che occorre tener conto anche dell'influenza del campo magnetico terrestre. L'effetto di questo campo viene già notevolmente ridotto ad opera degli schermi appositamente applicati sul cinescopio. Tuttavia, se le proprietà magnetiche dello schermo non sono tali da neutralizzare completamente l'influenza del campo magnetico terrestre, il risultato può essere assai scadente.

La smagnetizzazione dell'apparecchiatura durante il procedimento iniziale di fabbricazione serve agli effetti dell'allineamento della maschera e dello schermo, in modo da opporsi al campo magnetico terrestre durante il collaudo e la messa a punto finali.

Il campo magnetico terrestre consiste in una componente verticale ed in una componente orizzontale. La variazione della componente verticale dovuta al variare della zona geografica è costante, e non cambia il suo effetto quando l'apparecchio viene ruotato su se stesso. D'altra parte, la smagnetizzazione iniziale neutralizza completamente questo effetto.

Tuttavia, quando il ricevitore viene orientato in varie direzioni, l'angolo di intersezione tra la componente orizzontale ed il campo prodotto dagli stessi raggi elettronici subisce una variazione, che determina — come effetto secondario — una variazione agli effetti della deflessione dei raggi. In posizione rivolta verso occidente (o verso oriente), si verifica la massima deflessione in senso verticale, e l'influenza si manifesta particolarmente nei confronti della zona centrale dello schermo.

Occorre però considerare

che, se il dispositivo di controllo della purezza viene messo a punto in una posizione con orientamento del ricevitore verso occidente, ed il ricevitore viene poi fatto funzionare tenendolo rivolto in direzione opposta (ossia verso oriente), si verifica il massimo spostamento del raggio triplo: per l'esattezza, esso viene spostato dall'estrema deflessione superiore (occidentale) all'estrema posizione inferiore (orientale). La possibilità che si manifesti una certa mancanza di purezza cromatica è grande, quando il ricevitore viene appunto ruotato in queste condizioni.

Quando il ricevitore è rivolto verso Nord (o verso Sud), il raggio elettronico al centro dello schermo è parallelo alle linee di forza magnetiche, e — da un punto di vista pratico — non subisce alcuna influenza da parte del campo magnetico terrestre. D'altra parte, la deflessione subisce una certa influenza in prossimità del bordo esterno dello schermo, ma l'ammontare di questa influenza può essere considerata trascurabile agli effetti pratici. In tali condizioni, una messa a punto più rigorosa del dispositivo di controllo della purezza è sempre possibile, sia in corrispondenza della zona centrale dello schermo, sia in corrispondenza del perimetro. Se la purezza viene messa a punto con orientamento a Nord (o a Sud) quando la deflessione del raggio è minima, diminuisce la variazione di impurità quando l'apparecchio viene ruotato in qualsiasi altra direzione. Il pratica, le possibilità di errori nella purezza cromatica vengono ridotte alla metà, in quanto il movimento del raggio elettronico non supera gli estremi possibili, se il dispositivo di controllo della purezza viene regolato con orientamento ad Ovest, e — successivamente — il ricevitore viene orientato verso Est.

Tutto sommato, se si effettua la messa a punto tenendo il ricevitore orientato verso Nord o verso Sud, si ottiene una regolazione più esatta e più durevole. Oltre a ciò, si ottengono migliori risultati con la smagnetizzazione automatica, il che permette la dislocazione dei ricevitori televisivi a colori, sempre che si verifichi l'opportunità di ritoccare la messa a punto nei confronti della purezza.

TRASDUTTORI PIEZOELETTRICI E LORO APPLICAZIONI

(Da « Industrial Electronics »)

Tra tutti coloro che si interessano di elettronica, ben pochi sono quelli che non hanno mai sentito parlare delle applicazioni della piezoelettricità. Senza volerci addentrare nei concetti elementari, ci limiteremo in questa sede a dire che la piezoelettricità è una parte della scienza elettronica basata sullo sfruttamento dei fenomeni che si verificano in alcune sostanze cristalline inorganiche, che producono impulsi elettrici quando vengono alternate nella loro struttura geometrica ad opera di forze esterne di natura meccanica, oppure che presentano alterazioni della loro struttura geometrica (reversibilità del fenomeno) quando vengono alterate neldelle differenze di potenziale, applicati lungo determinati assi. Infatti, si tratta sempre di strutture cristalline, che possono essere rappresentate graficamente in funzione della direzione e della lunghezza dei relativi assi.

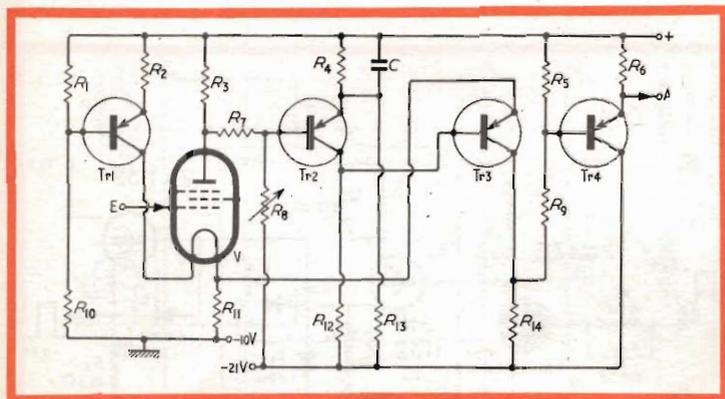
I cristalli piezoelettrici presentano delle proprietà che li rendono ideali per l'impiego agli effetti della realizzazione di diversi tipi di trasduttori, e l'articolo che recensiamo descrive in primo luogo il fenomeno della piezoelettricità, e le tecniche basilari in base alle quali è possibile appunto la costruzione di trasduttori di vario tipo.

Agli effetti della teoria dei fenomeni di piezoelettricità, l'Autore descrive i fenomeni

che si verificano, con ricchezza di illustrazioni e di dettagli, accessibili anche ai non iniziati. Per quanto riguarda invece la tecnica di realizzazione dei trasduttori, l'articolo descrive in primo luogo le strutture più elementari, costituite da un semplice cristallo tra due facce del quale vengono a prodursi i fenomeni elettrici costituiti da impulsi di tensione, grazie all'applicazione di due elettrodi di contatto, esattamente come avviene nei confronti del dielettrico, nel comune condensatore.

zione fisica, e la frequenza con la quale gli impulsi possono prodursi, che costituisce un dato di riconoscimento per ogni tipo di cristallo. Particolare questo assai interessante agli effetti della stabilizzazione della frequenza di funzionamento di uno stadio oscillatore.

L'articolo abborda anche lo argomento dell'adattamento di impedenza negli amplificatori, cosa essenziale quando si usano dei cristalli di quarzo, in quanto la loro sensibilità deve essere sfruttata al

cioè che sono meno familiari alla maggior parte dei tecnici, che ci occupano esclusivamente di applicazioni a carattere commerciale. La seconda figura che riproduciamo è il circuito elettrico di un elettrometro amplificatore, con alimentazione stabilizzata dei filamenti, utilizzato appunto per ottenere e per misurare l'adattamento di impedenza.

La fotografia che riproduciamo, tratta appunto dall'articolo recensito, illustra alcuni tipi di trasduttori a pressione, funzionanti a quarzo. La prima cosa che appare evidente, grazie alle diverse dimensioni dei componenti illustrati, è il fatto che — a seconda del volume, della distanza tra le facce alle quali sono applicati gli elettrodi, delle caratteristiche intrinseche dei cristalli, e di altre caratteristiche elettriche e dimensionali, variano anche le caratteristiche degli impulsi di corrente e di tensione che è possibile ottenere con la modifica della struttura fisica, oppure varia l'ammontare dell'energia elettrica prodotta dalla deforma-

massimo, cosa che è possibile soltanto se vengono osservate rigorosamente le esigenze relative alla impedenza. Per concludere, l'articolo prende in considerazione alcuni esempi pratici di applicazioni. Dopo aver citato sia pure sommariamente l'esempio tipico di applicazione per la realizzazione del microfono piezoelettrico, e del cristallo di quarzo usato per la stabilizzazione della frequenza dei segnali prodotti da un oscillatore ad Alta Frequenza, l'articolo termina prendendo in considerazione altri campi nei quali sono possibili con numerosi vantaggi le applicazioni dei cristalli dei trasduttori piezoelettrici. Quei campi

TRASFORMAZIONE RIVOLUZIONARIA DELLE MACCHINE DA CALCOLO

(Da « Electricité - Eléctronique Moderne »)

I cosiddetti ordinatori sono delle apparecchiature meravigliose costituite da complessi elettronici di calcolo, abbinati ad elementi ausiliari; ovviamente, si tratta di apparecchiature estremamente complesse, che si prestano a molteplici impieghi. Tuttavia, fino ad ora, proprio a causa della loro complessità, erano pesanti ed ingombranti, necessitavano di una potenza di alimentazione ragguardevole, e costituivano persino a volte dei vari e propri radiatori elettrici, a causa del gran numero di valvole a filamento incandescente con cui erano equipaggiati.

Le apparecchiature di questo tipo, come tutte le apparecchiature elettroniche, sono ormai trasformate grazie all'avvento ed all'impiego degli elementi semiconduttori. In particolare, gli ordinatori — che non hanno ancora raggiunto nel loro progressivo sviluppo i dieci anni di età —

appartengono alla categoria delle innovazioni più recenti, e — ciò nonostante — sono già alla loro terza generazione.

Successivamente alle valvole termoioniche, ed agli stessi transistori, oltre che ai circuiti stampati, una nuova tecnica, e precisamente quella della miniaturizzazione, ha permesso ai costruttori specializzati di migliorare notevolmente le caratteristiche e le prestazioni dei circuiti, la cui velocità di lettura e di impressione, oltre al tempo di svolgimento delle loro operazioni, erano già sorprendenti prima che fossero stati conseguiti i progressi più recenti.

Nel campo dei calcolatori elettronici, ciò che ha consentito il più notevole progresso è stata la forte diminuzione del tempo di transito, il che ha consentito di raggiungere fattori di velocità che in una epoca precedente erano addirittura inammissibili. Oggi si parla di operazioni matematiche assai complesse, che potrebbero essere eseguite da più menti umane nel volgere di diversi giorni di intenso lavoro, e che invece possono essere svolte nello spazio di pochi secondi mediante le apparecchiature elettroniche.

L'articolo al quale ci riferiamo considera tutta la gamma delle apparecchiature di calcolo attualmente in produzione ed in fase di miglioramento, con ampi riferimenti alle memorie magnetiche, ai sistemi di registrazione su disco magnetico, ecc., e mette appunto in risalto quelli che sono i più recenti progressi conseguiti in questa interessante branca di applicazione dell'elettronica moderna.

INVERTITORE DI POLARITA' AD ALTA RAPIDITA'

(Da « Electronics »)

La realizzazione di cui riportiamo il circuito consiste in una apparecchiatura estremamente interessante, destinata ad essere impiegata in abbinamento con dei circuiti logici, che presentino la particolarità di fornire in uscita degli impulsi di polarità invertita rispetto a quella degli impulsi applicati all'entrata, e caratterizzati da un tempo di salita estremamente rapido, vale a dire inferiore a 60 nanosecondi.

Nell'articolo, si precisa però che questa applicazione — che può essere azionata esclusivamente ad opera di impulsi di polarità positiva — non fornisce che impulsi negativi di ampiezza identica.

Il circuito consiste essenzialmente nel transistore Q2, facente parte di quel settore dell'intero circuito che risulta racchiuso nella zona circondata dalla cornice tratteggiata, in quanto il transistore Q1 non è altro che lo stadio di uscita di un classico multivibratore del tipo « flip-flop », o monostabile.

Quando Q1 è in stato di conduzione, attraverso l'emettitore di Q2 scorre una corrente di intensità dell'ordine di 15 milliampère, il che fa sì che il collettore di Q2 venga a trovarsi approssimativamente al potenziale di massa.

Per contro, quando Q1 è in stato di interdizione, Q2 viene a trovarsi nelle medesime condizioni, e la tensione di collettore di quest'ultimo tende pertanto ad assumere il potenziale di — 30 volt, pari cioè a quello della tensione fornita dalla sorgente di alimentazione.

Tuttavia, a causa della presenza del diodo D2, l'ampiezza della tensione di collettore di Q2 viene ad essere limitata a — 6,8 volt.

È facile notare che i tempi di commutazione dello stadio vengono ridotti notevolmente, grazie alla presenza del condensatore C2, montato in parallelo alla resistenza R3.

Allo scopo di mantenere inalterate tutte le caratteristi-

che del segnale, è previsto uno stadio di accoppiamento — costituito da Q3 — del tipo ad accoppiamento di emettitore. Dall'emettitore di questo stadio vengono quindi prelevati gli impulsi negativi di uscita che — rammentiamo — sono di polarità inversa rispetto a quella degli impulsi di comando applicati all'ingresso, aventi la medesima ampiezza.

MESSA A PUNTO E VERIFICA DEI TELEVISORI A TRANSISTORI

(Da « Le Haut Parleur »)

Per quanto sia stato scritto e quindi letto sui circuiti a transistori, dobbiamo purtroppo riconoscere che — per la maggior parte dei tecnici meno giovani, e quindi con maggiore esperienza — è tuttora più facile l'elettronica basata sull'impiego delle valvole termoioniche, che non quella basata sull'impiego dei semiconduttori. In particolare, quando si tratta di collaudi, di misure, e — soprattutto — di messa a punto e di riparazioni, le apparecchiature a transistori presentano caratteristiche tali da necessitare da parte del tecnico di una mentalità diversa da quella che si è formata attraverso gli anni di lavoro nel ramo.

A dispetto della notevole differenza tra lo standard televisivo francese e quello italiano (almeno per quanto riguarda la ricezione in VHF), riteniamo utile consigliare la lettura di questa nota, assai interessante per i ragguagli che essa fornisce.

L'articolo esamina il problema in fase introduttiva, dopo di che si addentra in una dissertazione sull'esame degli oscillogrammi, sulla messa a punto dei vari stadi, sull'analisi dello schema, sulla forma d'onda dei segnali (di cui riproduciamo alcuni esemplari), e sulla loro pratica interpretazione.

Chiunque abbia la necessità di chiarire al riguardo dei concetti fondamentali, non può che trarne un vantaggio.

CIRCUITI SELETTIVI RC

(Da « Electronic Components »)

Accade assai spesso che, per attenuare o per sopprimere determinati segnali aventi determinate frequenze caratteristiche, sia necessario ricorrere all'impiego di circuiti selettivi, mediante i quali è possibile prelevare i suddetti segnali eliminandoli dal segnale complesso che percorre l'apparecchiatura di amplificazione, convogliandoli a massa ed ottenendone in tal modo la soppressione.

In genere, per ottenere questo risultato, si ricorre a circuiti relativamente complessi, di solito costituiti da componenti resistive e capacitive, ma soprattutto induttive.

La ragione per la quale si ricorre solitamente alle componenti induttive risiede nel fatto che — in genere — la presenza in un circuito di filtro di un valore induttivo rende quasi sempre possibile lo ottenimento di una curva di selettività ristretta, con una punta in corrispondenza della frequenza per la quale si desidera il funzionamento critico.

La nota tecnica alla quale ci riferiamo descrive il principio di calcolo di alcuni circuiti selettivi costituiti esclusivamente da valori di resistenza e di capacità (RC), mediante i quali è possibile ottenere risultati analoghi a quelli che normalmente vengono ottenuti con l'aiuto di induttanze.

L'articolo è corredato di alcune illustrazioni a carattere teorico, e fornisce dati sufficientemente precisi per consentire un calcolo rapido ed esatto.

VIBRO-MANIPOLATORE ELETTRONICO

(Da « Practical Wireless »)

Nel mondo dei radioamatori, ed in particolare di quelli che si dedicano al traffico delle comunicazioni in grafia, il vibro-manipolatore è — in principio — riservato agli operatori più esperti, ai quali permette delle cadenze di trasmissione assai elevate.

Tuttavia, contrariamente a ciò che si potrebbe credere a tutta prima, è perfettamente possibile farne apprendere il funzionamento anche ai principianti, a patto che la velocità di trasmissione dei punti e delle linee possa essere regolata a seconda dell'abilità dell'operatore.

Questo perfezionamento, indispensabile in se stesso, non necessita affatto della messa in opera di mezzi complicati. Il circuito che riportiamo non è altro che una semplice apparecchiatura elettronica consistente in due transistori (Tr1 e Tr2), ed in un relé da 200 ohm, 4,4 volt, oltre che in pochi componenti associati. Il tasto telegrafico, del tipo a doppio contatto, è rappresentato schematicamente in alto a sinistra.

Dalla rappresentazione grafica, come indicato dalle due frecce, è evidente che il tasto chiude il circuito quando viene spostato in entrambe le direzioni, e ciò proprio allo scopo di aumentare la velocità di trasmissione.

I due circuiti che vengono chiusi non sono altro che i due circuiti di base dei transistori; questi ultimi — inoltre — avendo in comune il circuito di emettitore, integrano i relativi segnali, che sono così presenti in un unico circuito di collettore, facente capo al relé.

Con un'applicazione di questo genere — ripetiamo — è assai facile migliorare notevolmente la velocità di trasmissione, e questo è il motivo per il quale consigliamo di consultare questo interessante articolo a tutti coloro che si dilettano di trasmissioni in grafia.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

FERRANDO L. Ovada, ed altri richiedenti

Organo elettronico

Molti nostri lettori sono interessati alla costruzione di organi elettronici piuttosto complessi la cui realizzazione sperimentale, per ragioni di tempo, non può essere effettuata nei laboratori della rivista. Comunque in considerazione del fatto che le ditte francesi che agiscono in tale campo, oltre ad avere una notevole esperienza forniscono con maggiore facilità delle ditte italiane gli schemi alle riviste tecniche, in figura 1 riportiamo per l'appunto lo schema di un generatore di note elettronico, pubblicato su Haut-Parleur facente parte di un ottimo complesso a transistor che consente di avere 4 ottave sulla tastiera più una di accompagnamento, 16 timbri, variabili per commutazione, e vibrato incorporato.

In figura 2 è visibile lo schema del generatore di vibrato ed in figura 3 lo schema del regolatore di timbri ed il separatore.

Questo organo elettronico, per il quale è previsto l'uso di 125 transistor è del tipo polifonico, cioè può produrre più note contemporaneamente e di conseguenza è adattabile tanto alla musica classica quanto a quella leggera.

Naturalmente i nostri lettori potranno semplificarlo secon-

Fig. 1 - Generatore di note. Per il valore di R1 e R2 vedere testo.

do le esigenze. Dato che non ci è possibile pubblicare la descrizione completa, come è indispensabile per avere delle idee ben chiare sull'argomento, essendo essa composta da sette pagine di testo, possiamo fornire foto copia dell'originale in lingua francese dietro invio dell'importo previsto.

Fig. 2 - Schema del vibrato.

Fig. 3 - Schema del generatore di timbri e del separatore

LABORATORIO ADT - Roma

Ricetrasmettitore transistorizzato professionale

In figura 1 riportiamo lo schema di un ottimo ricetrasmettitore transistorizzato adatto a funzionare nella banda dei 27 MHz, per il servizio mobile, con alimentazione tramite batteria auto o pile a 12 V. La costruzione di tale apparecchio, che consente di effettuare collegamenti stabili fino alla distanza di circa 10 chilometri, è consigliabile esclusivamente ai costruttori specializzati od a coloro che abibano in materia un ottima esperienza. Tutti i dati a disposizione sono pubblicati nella presente descrizione; le bobine dovranno essere costruite in base al valore in µH indicato per ciascuna di esse.

Questo rice-trasmettitore, la cui potenza di uscita è dell'ordine del W, è stato realizzato nei laboratori della S.G.S.-FAIRCHILD con l'impiego di 12 transistor, di cui 8 del tipo planare, originali della casa, la cui sostituzione non è assolutamente consigliabile.

Il trasmettitore è costituito da un oscillatore a cristallo al quale sono fatti seguire lo stadio eccitatore e quello finale, entrambi modulati dallo stesso segnale alfine di ottenere un'ottima linearità.

Il ricevitore, allo scopo di conseguire una buona sensibilità che consenta collegamenti stabili alla distanza prevista, è del tipo supereterodina e comprende l'amplificatore a radio frequenza, due stadi a frequenza intermedia 455 kHz ed il rivelatore. La sua sensibilità è dell'ordine di 1 µV con un rapporto segnale/disturbo di 20 dB.

Il modulatore, che funge anche da sezione amplificatrice del ricevitore, è costituito da: un preamplificatore, un circuito driver e un push-pull finale. Esso consente di ottenere una profondità di modulazione del 100 %.

Il microfono, che funge anche da altoparlante, è del tipo magnetodinamico con bobina a 220 Ω.

Come antenna è stato usato uno stilo con lunghezza in quarto d'onda. Evidentemente, qualora un rice-trasmettitore funga da stazione fissa e sia installato in posizione elevata con un antenna più appropriata, sarà possibile aumentare l'area di servizio fra il posto fisso e le stazioni mobili.

Valore dei componenti:

TRANSISTOR: Q1 = 2N2297 (con dissipatore di calore Thermal Association TA-05 fig. 2, o similare); Q2 = 2N915; Q3 = 2N706; Q4 = 2N1613; Q5 = 2N706; Q6 = 2N708; Q7 = 2N706; Q8 = 2N706; Q9 = 2N1613; Q10 = 2N1613; Q11 = 2N2297; Q12 = 2N2297; D1 = FD 100.

CONDENSATORI:
C1 = 8.2 nF; C2 = 8-50 pF;
C3 = 8-50 pF; C4 = 8-50 pF;
C5 = 10 nF; C6 = 10 nF;
C7 = 8.2 nF; C8 = 3-12 pF;
C9 = 22 pF; C10 = 180 pF;

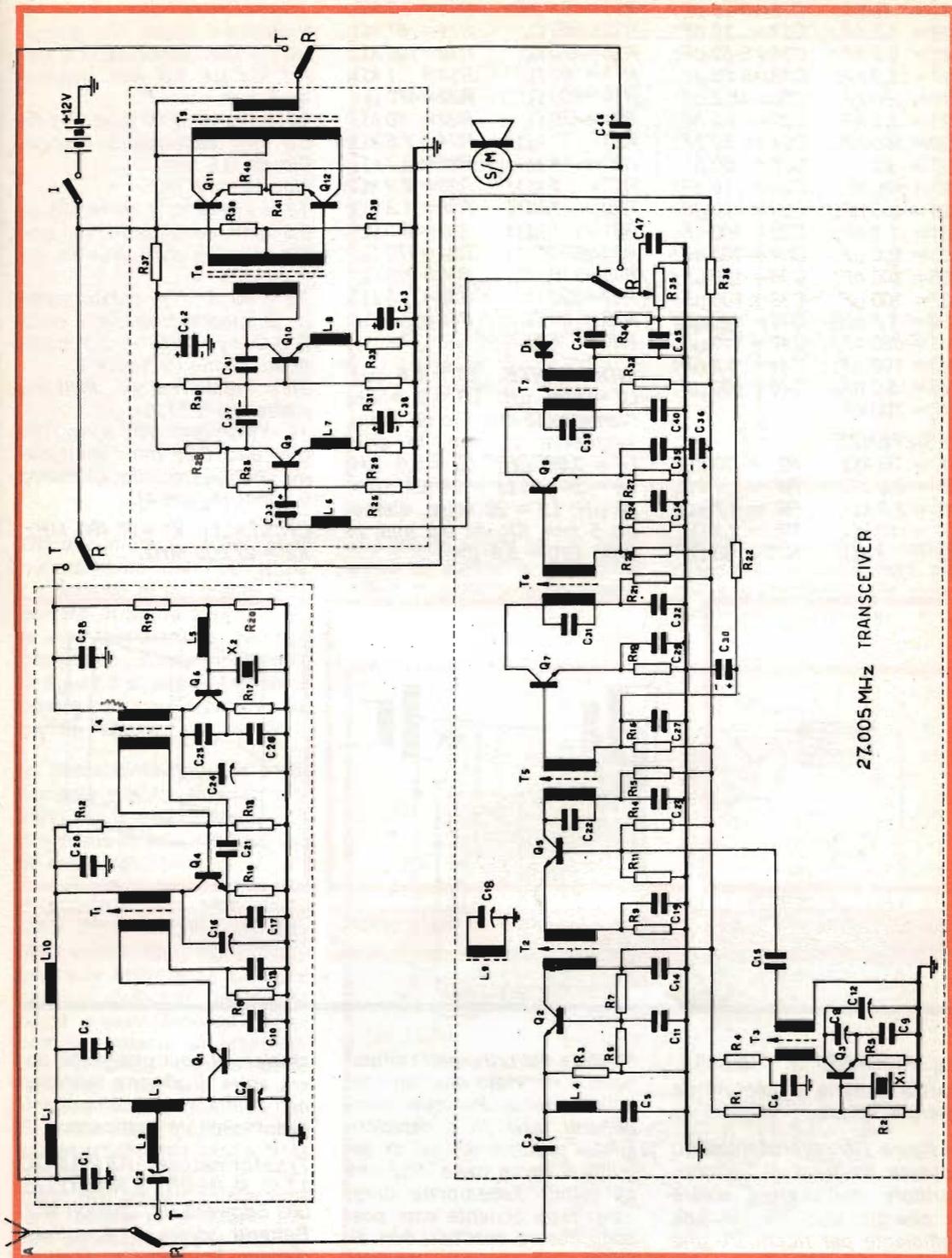



Fig. 1 - Schema elettrico del ricetrasmettitore per i 27 MHz.

C11= 10 nF; C12=5-25 pF;
C13= 8.2 nF; C14= 19 nF;
C15= 6.8 nF; C16=8-50 pF;
C17= 3.3 nF; C18=5-25 pF;
C19= 100 nF; C20= 8.2 nF;
C21= 8.2 nF; C22= 1.5 nF;
C23= 100 nF; C24=8-50 pF;
C25= 20 pF; C26= 60 pF;
C27= 100 nF; C28= 10 nF;
C29= 100 nF; C30= 10 µF;
C31= 1.5 nF; C32= 100 nF;
C33= 100 µF; C34= 100 nF;
C35= 100 nF; C36= 100 µF;
C37= 100 µF; C38= 100 µF;
C39= 1.5 nF; C40= 100 nF;
C41= 680 pF; C42= 100 µF;
C43= 100 µF; C44= 8.2 nF;
C45= 8.2 nF; C46= 100 µF;
C47= 100 nF.

RESISTENZE:
R1 = 33 kΩ; R2 = 10 kΩ;
R3 = 3.3 kΩ; R4 = 1 kΩ;
R5 = 2.2 kΩ; R6 = 4.7 kΩ;
R7 = 10 kΩ; R8 = 2.5 Ω;
R9 = 1 kΩ; R10= 33 Ω;
R11= 5.1 kΩ; R12= 2.2 kΩ;
R13=560 Ω; R14= 51 kΩ;
R15=470 Ω; R16=100 kΩ;
R17= 82 Ω; R18= 1 kΩ;
R19=680 Ω; R20=470 Ω;
R21=470 Ω; R22= 10 kΩ;
R23= 51 kΩ; R24= 7.5 kΩ;
R25= 15 kΩ; R26= 2.2 kΩ;
R27= 1 kΩ; R28= 2.2 kΩ;
R29= 1 kΩ; R30= 1.8 kΩ;
R31= 1 kΩ; R32=470 Ω;
R33=330 Ω; R34=470 Ω;
R35= 10 kΩ; R36=220 Ω;
R37=220 Ω; R38= 1.5 kΩ;
R39= 90 Ω; R40= 5 Ω;
R41= 5 Ω.

INDUTTANZE: L1 = 5,6 µH; L2 = 1.36 µH; L3 = 6 spire, diametro 13 mm, filo da 2 mm, lunghezza 23 mm, in aria; L4 = 0,68 µH; L5 = 5,6 µH; L6 = 24 µH; L7 = 24 µH; L8 = 24 µH; L9 = 20 spire, diametro 5 mm, filo da 0,3 mm, in aria; L10 = 5,6 µH.

TRASFORMATORI: T1 = T4: Primario 8 spire, filo diametro 0,6 mm; secondario 4 spire, filo da 0,6 mm. Nucleo da 8 mm.
T2 = Primario 10 spire, filo da 0,6 mm; secondario 4 spire, filo da 0,6 mm.
Nucleo da 5 mm.
T3 = Primario 12 spire, filo da 0,6 mm; secondario 4 spire, filo da 0,6 mm. Nucleo da 5 mm.
T5 = T6 = T7 = Trasformatori di media frequenza della G.B.C. tipo O/187-1-2-3 modificati come in figura 3.
T8 = Trasformatore PHILIPS modello PK 5110/.
T9 = Primario 380 spire, filo diametro 0,25 mm; secondario 245 spire, filo diametro 0.3 mm (figura 4).

CRISTALLI: X1=27,460 MHz; X2 = 27,005 MHz.

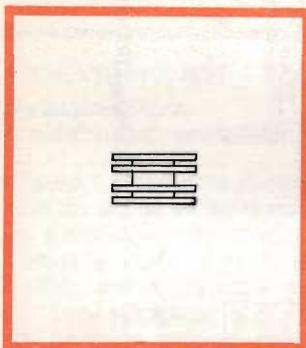



Fig. 2 - Dissipatore di calore per il 2N2297.

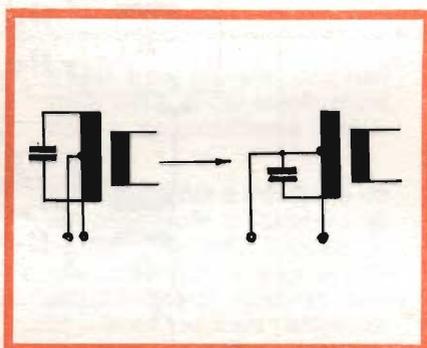



Fig. 3 - Modifiche ai trasformatori MF G.B.C. 0/187-1-2-3.

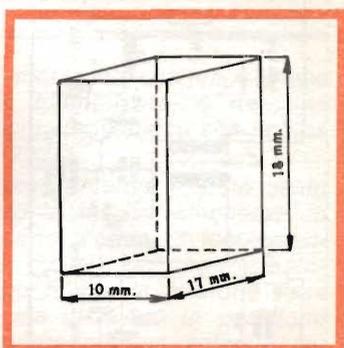



Fig. 4 - Dimensioni del trasformatore.

Sig. RICCARDI G. - Napoli

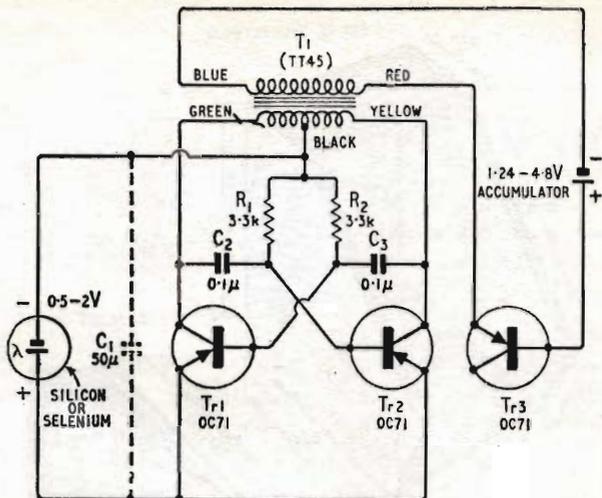
Carica batterie alimentato da energia solare

In figura 1 è rappresentato lo schema elettrico di un convertitore dell'energia solare in energia elettrica più che sufficiente per ricaricare una modesta batteria di accumulatore al nickel.

L'apparecchio è stato descritto recentemente sulla rivista inglese Wireless World.

Il valore dei principali componenti è riportato direttamente sullo schema. Per quei componenti privi delle caratteristiche precisiamo, qui di seguito, il nome della ditta che ha fornito l'esemplare originale. Naturalmente essi possono essere sostituiti con altri di tipo similare, tenendo conto che tale apparecchio si presta, in modo particolare, ad essere realizzato mediante una serie di prove che potranno dare maggiore soddisfazioni al costruttore che dovrà agire di propria iniziativa nell'adattare i componenti eventualmente mancanti.

Trasformatore REPANCO TT45: R. HENRY'S RADIO Ltd, 303 Edgware Rd, London W.2. Batteria solare a 4 cellule: Service Trading Co, 47 High St. Kingston-on-Trames (batterie simili sono rintracciabili anche in Italia presso la Philips, ed alcuni tipi anche presso i negozi della G.B.C.).

Fig. 1 - Schema elettrico di carica batterie solari.

Gli accumulatori usati sono naturalmente del tipo NiCd. Lo schema di cablaggio è riportato in figura 2 unitamente alla disposizione dei vari componenti sul telaio, mentre in figura 3 si può osservare il contenitore vero e proprio del carica batterie.

In questultima figura è chiaramente visibile lo spazio riservato alla cellula solare che dovrà avere una inclinazione di circa 45°.

Il condensatore elettrolitico C1 è stato collegato alla batteria solare allo scopo di migliorarne l'efficienza. Qualora esso si deteriori facilmente potrà essere omesso senza che per questo si manifesti una sensibile perdita della tensione di uscita.

Si tratta di un apparecchio sperimentalmente molto interessante il cui costo, in relazione alla presenza della batteria solare, è sensibile ma non eccessivo e che riteniamo possa soddisfare le richieste che ci erano pervenute precedentemente anche da parte di altri lettori. Da notare che la sua costruzione è definita dall'autore tutt'altro che critica anche se egli consiglia di eseguirla con cura alfine di garantirne la massima durata.

Per quei lettori che lo desiderassero possiamo fornire, alle solite condizioni, foto copia dell'articolo originale.

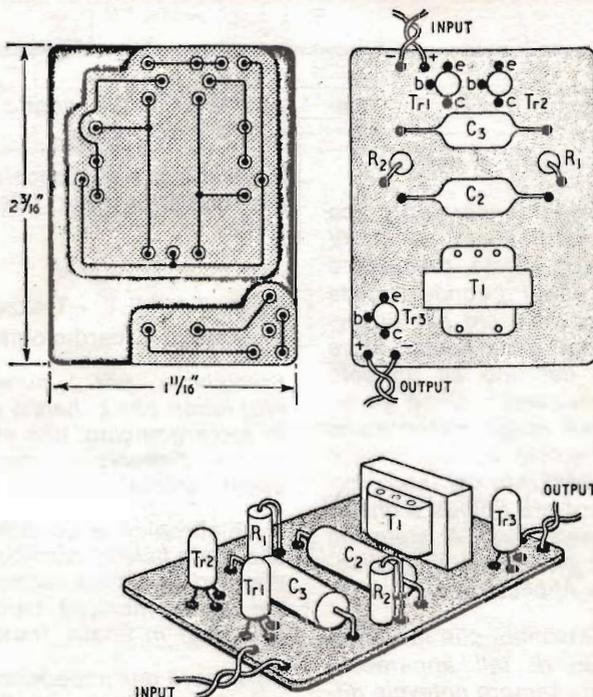



Fig. 2 - Schema di cablaggio.

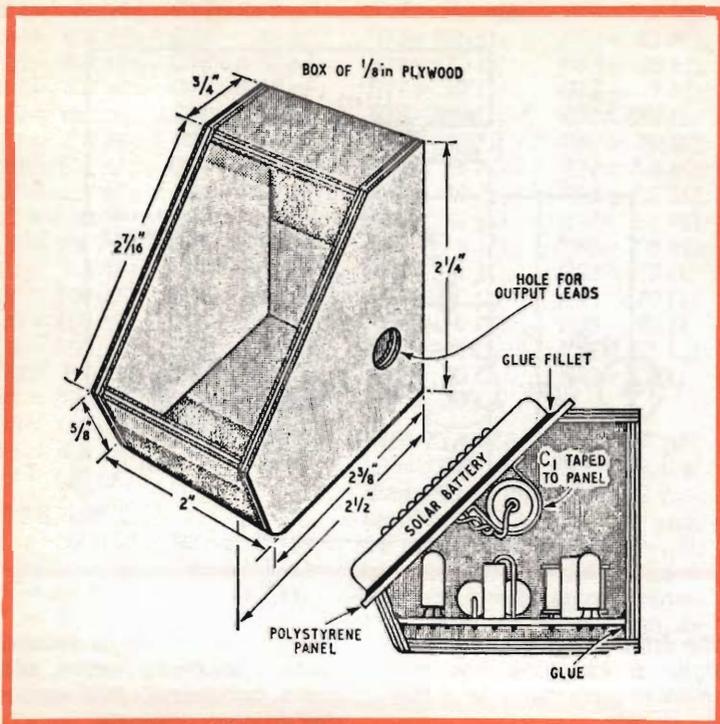



Fig. 3 - Contenitore.

Egr. Sig. BULLERI S. - Cascina
Cerca metalli a transistor

Per quanto concerne il cerca metalli pubblicato sul n. 6/1966 della rivista, precisiamo che in effetti il conduttore da 0,2 mm, da usare per gli avvolgimenti della bobina, deve essere del tipo ad un solo strato di smalto. Circa gli altri quesiti tenga presente che l'apparecchio in questione è stato realizzato nei laboratori della società Philips e che la sua descrizione è stata da questa pubblicata su « Electronics Applications ».

Non dimentichi che la messa a punto di tali apparecchi presenta sempre notevole difficoltà che speriamo riesca a superare con l'aiuto della suddetta pubblicazione, e che comunque il transistore AC 128 è molto adatto allo scopo assegnatogli.

Restiamo a sua disposizione per qualsiasi altra informazione.

Spett. F.A.S.E.T. - Trezzano
Elettronica e cardiologia

Precisiamo, per i numerosi altri lettori che ci hanno scritto sull'argomento, che attualmente disponiamo dei seguenti articoli:

1°) Elettronica e cardiologia, *che tratta l'elettrocardiogramma, la diagnostica cardiologica, la rianimazione cardiaca eccetera: in lingua francese.*

2°) Misura dell'impedenza del tessuto cardiaco: *in lingua francese.*

3°) Misura della frequenza cardiaca: in lingua francese.

4°) Descrizione un elettroencelografo, in lingua inglese. Per ottenere fotocopia degli articoli in questione è necessario inviare l'importo di lire 2.000 tranne che per il numero 2°) per il quale è sufficiente l'importo di lire 1.200 quale rimborso spese di riproduzione e spedizione.

Sig. GARBELLOTTO S.M. - Napoli, e altri richiedenti
Trasmettitore ad otto canali

Il trasmettitore per radio comando ad otto canali descritto nel n. 3 di SELEZIONE RADIO TV, come pubblicato in calce all'articolo stesso, è stato estratto da una rivista francese.

I dati mancanti e relativi alle bobine L1, L2, L3 e L4 non sono stati resi noti neanche nell'articolo originale, pertanto non siamo in grado di precisarli.

Ciò è da attribuire al fatto che i Francesi, che sono all'avanguardia in Europa nella costruzione di apparecchi destinati al radio comando, effettuano quasi sempre la descrizione di apparecchi che sono forniti da ditte specializzate nella preparazione di scatole di montaggio e per tale motivo generalmente omettono i dati relativi alla costruzione delle bobine, che del resto sono facilmente reperibili sul mercato locale.

D'altra parte riteniamo che tale costruzione non rappresenti un ostacolo insormontabile qualora si disponga di un « grid dip » o di un apparecchio similare che consenta di stabilire la frequenza di oscillazione del circuito. Eventualmente possiamo comunicare il nome della ditta francese che può fornire la scatola di montaggio che le interessa.

serie "STEL"

UN NUOVO TRAGUARDO

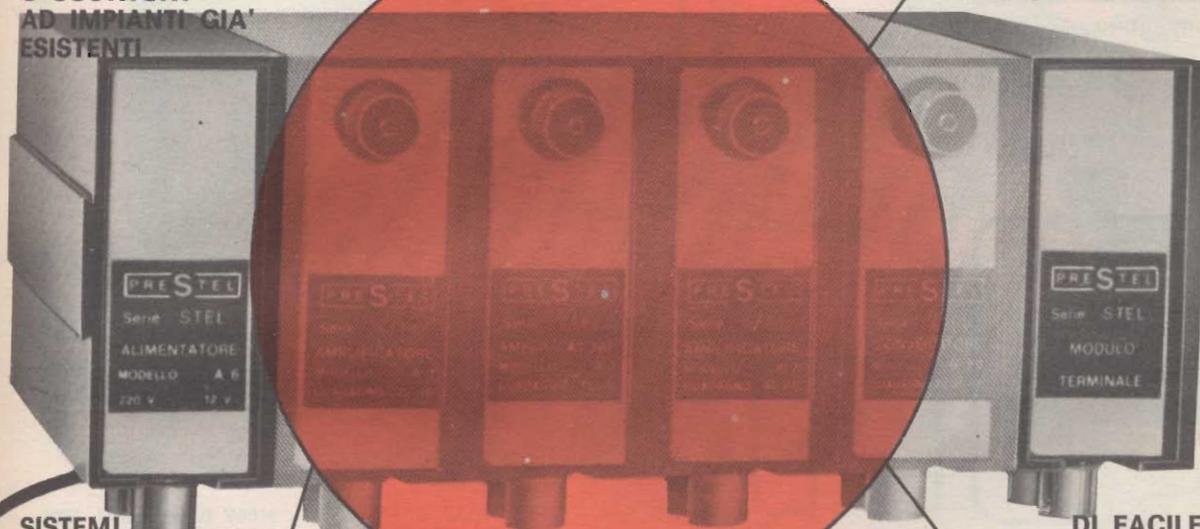
PRESTEL

tecnica modulare per tutti gli impianti d'antenna TV

MODULI AUTOMISCELANTI COMPONIBILI COASSIALI

AMPLIFICATORI PREAMPLIFICATORI ALIMENTATORI CONVERTITORI FILTRI

I MODULI POSSONO ESSERE AGGIUNTI O SOSTITUITI AD IMPIANTI GIA' ESISTENTI

PER IMPIANTI SINGOLI COLLETTIVI E CENTRALIZZATI

SISTEMI STUDIATI OGGI PER DURARE ANCHE DOMANI

DI FACILE INSTALLAZIONE E GRANDE AFFIDABILITA'

NESSUNA LIMITAZIONE DI CANALI BASTA AGGIUNGERE O SOSTITUIRE I MODULI

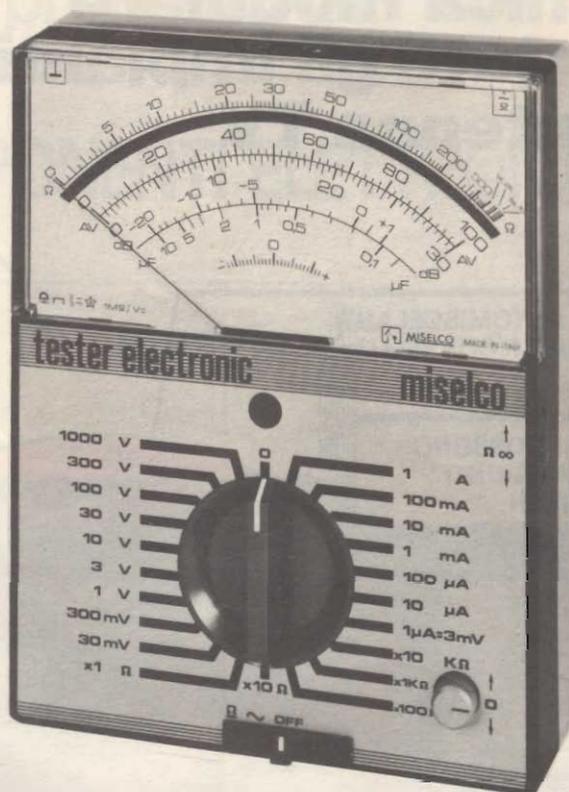
PER RISOLVERE TUTTI I PROBLEMI DEI TECNICI E DEI RIVENDITORI SODDISFANDO GLI UTENTI

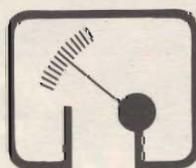
SISTEMA PARTICOLARMENTE ADATTO ALLA RICEZIONE DELLA TV A COLORI

PRESTEL s.r.l. 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI GBC

ECCO il nuovo tester

- Formato tascabile (130 x 105 x 35 mm)
- Custodia e gruppo mobile antiurto
- Galvanometro a magnete centrale Angolo di deflessione 110° - Cl. 1,5
- Sensibilità 20 kΩ/V≅ - 50 kΩ/V≅ - 1 MΩ/V≅
- Precisione AV = 2% - AV~ 3%
- VERSIONE USI con iniettore di segnali 1 kHz - 500 MHz il segnale è modulato in fase, ampiezza e frequenza
- Semplicità nell'impiego: 1 commutatore e 1 deviatore
- Componenti tedeschi di alta precisione
- Apparecchi completi di astuccio e puntali

RIPARARE IL TESTER = DO IT YOURSELF

Il primo e l'unico apparecchio sul mercato composto di 4 elementi di semplicissimo assemblaggio (Strumento, pannello, piastra circuito stampato e scatola). In caso di guasto basta un giravite per sostituire il componente difettoso.

MISELCO

MISELCO Snc. - VIA MONTE GRAPPA, 94 - 31050 BARBISANO (TV)

TESTER 20 — 20 kΩ/V≅
TESTER 20 (USI) — 20 kΩ/V≅
V = 100 mV ...1 kV (30 kV) / V~ 10 V ...1 kV
A = 50 μA ...10 A / A~ 3 mA ...10 A
Ω = 0,5Ω ... 10 MΩ / dB - 10 ... +61 / μF 100 nF - 100 μF
Caduta di tensione 50 μA = 100 mV, 10 A = 500 mV

TESTER 50 — 50 kΩ/V≅
TESTER 50 (USI) — 50 kΩ/V≅
V = 150 mV ...1 kV (6 kV - 30 kV)/V~ 10 V ...1 kV (6 kV)
A = 20 μA ...3 A, A ~ 3 mA ...3 A
Ω = 0,5Ω ...10 MΩ / dB - 10 ...+61 / μF 100 nF - 100 μF
Caduta di tensione 20 μA = 150 mV / 3 A = 750 mV

ELECTRONIC — 1 MΩ/V≅
ELECTRONIC (USI) — 1 MΩ/V≅
V = 3 mV ...1 kV (3 kV - 30 kV), V~ 3 mV ...1 kV (3 kV)
A = 1 μA ...1 A, A~ 1 μA ...1 A
Ω = 0,5Ω ...100 MΩ / dB - 70 ...+61/μF 50 nF ...1000 μF
Caduta di tensione 1 μA - 1 A = 3 mV

ELECTROTESTER 20 kΩ/V≅
per l'elettronico e
per l'elettricista
V = 100 mV ...1 kV (30 kV), V~ 10 V ...1 kV
A = 50 μA ...30 A, A~ 3 mA ...30 A
Ω = 0,5Ω ...1 MΩ / dB - 10 ...+61 / μF 100 nF - 1000 μF
Cercafase & prova circuiti

MISELCO IN EUROPA

GERMANIA	: Jean Amato - Geretsried
OLANDA	: Teragram - Maarn
BELGIO	: Arabel - Bruxelles
FRANCIA	: Franclair - Paris
SVIZZERA	: Buttschardt AG - Basel
AUSTRIA	: Franz Krammer - Wien
DANIMARCA SVEZIA NORVEGIA	: Dansk Radio - Kopenhagen

MISELCO NEL MONDO

Più di 25 importatori e agenti nel mondo

MISELCO IN ITALIA

LOMBARDIA-TRENTINO	: F.lli Dessy - Milano
PIEMONTE	: G. Vassallo - Torino
LIGURIA	: G. Casiroli - Torino
EMILIA-ROMAGNA- TOSCANA-UMBRIA	Dott Enzo Dall'Olio : Firenze
LAZIO	: A. Casali - Roma
VENETO	: E. Mazzanti - Padova
CAMPANIA-CALABRIA	: A. Ricci - Napoli
PUGLIA-LUCANIA	: G. Galantino - Bari
MARCHE-ABRUZZO-MOLISE	: U. Facciolo - Ancona

SIEMENS

condensatori nella tecnica avanzata delle calcolatrici tascabili

Le calcolatrici tascabili sono diventate ormai di uso comune. I profani nel campo dell'elettronica si stupiscono di ciò che offre questo minicomputer: elevate prestazioni, basso costo e, non per ultimo, dimensioni ridotte.
Pochi si rendono conto che la vera unità di calcolo e cioè il circuito elettronico, occupa solo una minima parte del volume dell'apparecchio rispetto alla tastiera, al visualizzatore, alle batterie.
Anche qui, oltre ai circuiti integrati, componenti indispensabili sono condensatori estremamente piccoli. I condensatori in ceramica della Siemens sono ridotti a tal punto che riescono a trovar posto persino sotto un circuito integrato nella custodia DIL. A rendere possibile questa costruzione miniaturizzata è stato il SIBATIT® 50 000, un nuovo materiale di ceramica con costante dielettrica $\varepsilon = 50\,000$.
I condensatori SIBATIT® 50 000 da 0,01 a 0,22 µF sono usati anche come chips per circuiti a film.
Dove c'è bisogno di condensatori estremamente piccoli, ad elevata rigidità dielettrica e soprattutto convenienti, i condensatori SIBATIT® 50 000 della Siemens sono dunque da preferirsi.

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

per l'oggi e il domani: condensatori Siemens

programmatore X8

da abbinare ad una tastiera sensoriale od elettromeccanica di comando dei programmi televisivi

Le principali caratteristiche sono:

- Elevata stabilità delle piste potenziometriche, di fabbricazione originale PREH;
- memorizzazione di tutte le bande e di tutti i canali televisivi fino ad un massimo di otto programmi;
- costruzione piatta; il lato frontale, d'ingombro ridotto, può scomparire del tutto nel corpo dell'apparecchio televisore, senza lasciare organi di comando e quadranti in vista;
- facilità delle manovre di programmazione, che possono esser effettuate dallo stesso utente e senza intervento del servizio tecnico.

Complessi meccanici delle Officine di Precisione ANTONIO BANFI di Baranzate/Milano

estraibile a cassetto

fabbricato in Italia su licenza della PREH di Bad Neustadt/Saale (Germania Occidentale)

MIESA S.R.L.
20021

BARANZATE / MILANO
VIA PRIMO MAGGIO 41

090 02007

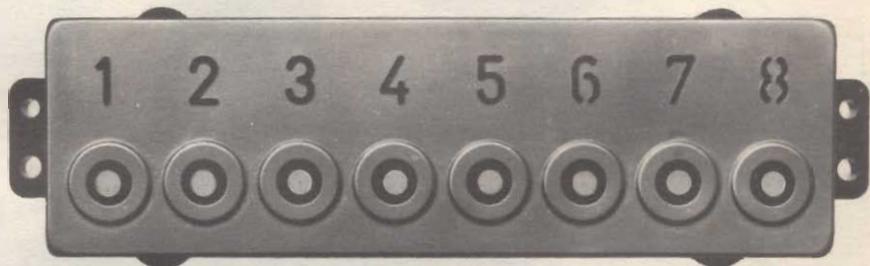
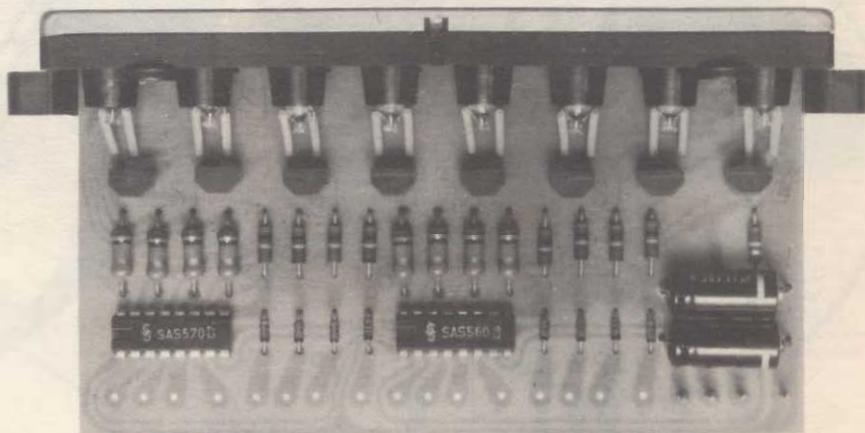
per il comando di un programmatore di canali televisivi

tastiera sensoriale S8

090 02006

Le principali caratteristiche sono:

- ingombro frontale ridotto, che non vincola l'estetica dell'apparecchio televisore;
- due versioni: per inserimento verticale od orizzontale;
- per selezionare i programmi è sufficiente sfiorare il tasto corrispondente al programma desiderato;
- alla riaccensione del televisore s'inserisce automaticamente il primo canale.

A richiesta la tastiera può essere fornita con Disegn in esclusiva

Complessi meccanici delle Officine di Precisione ANTONIO BANFI di Baranzate/Milano

MIESA S.R.L. - VIA PRIMO MAGGIO 41 - 20021 BARANZATE / MILANO

G. LANZONI

20135 MILANO - Via Comelico, 10 - Telef. 589.075

La Ditta Lanzoni offre a tutti i clienti oltre a una impagabile consulenza e servizio tecnico un simpatico omaggio gradito OM e CB.

TAVOLA-1

TRALICCIO A SEZIONE TETRAEDRICA TELESCOPICO DA mt. 16-

I tralicci sono in acciaio zincato a fuoco. Saldature in atmosfera. Vengono consegnati completi di viterie zincate, verricello, cavo acciaio, maniglia, cuscinetto reggispinta e supporto autocentrante, per motori CDE, AR40 - CD44 - HAM II HAM-M.

AR40	CD44	HAM II
53.000	108.000	165.000

VARIANTI IN ALTEZZA A RICHIESTA. - RICHIEDETECI OFFERTE PER TRALICCI LEGGERI VHF/OM - CB.

ULTIMISSIME NOVITA'

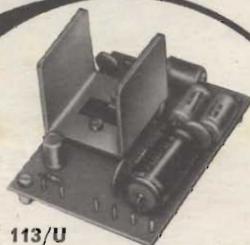
L.25900

UK 536/U
Amplificatore stereo 10 + 10 W
Realizzato con moderni circuiti integrati
Alimentazione: 22 Vc.c.
Sensibilità d'ingresso: 200 mV
Impedenza d'uscita: 4 Ω

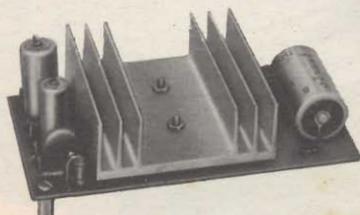
L.23900

UK 261/U
Batteria elettronica
Riproduce fedelmente i seguenti 5 ritmi:
Slow Rock - Latin - Twist - Fox - Waltz
Alimentazione: 115 - 220 - 250 V - 50-60 Hz

L.6900

UK 242
Lampeggiatore di emergenza
Segnala la presenza di un'auto in panne facendo lampeggiare simultaneamente gli indicatori di direzione

UK 113/U
Amplificatore mono 10 W RMS
Realizzato con circuiti integrati
Alimentazione: 22 Vc.c. stabilizzati
Sensibilità d'ingresso: 100 mV
Impedenza d'uscita: 4 Ω

L.7900

L.11900

UK 114/U
Amplificatore mono 20 W RMS
Alimentazione: 32 Vc.c. stabilizzati
Sensibilità d'ingresso: < 300 mV
Impedenza d'uscita: 4 - 8 Ω

UK 262
Batteria elettronica amplificata
Riproduce fedelmente i seguenti 5 ritmi:
Slow Rock - Latin - Twist - Fox - Waltz
Alimentazione: 115 - 220 - 250 V - 50-60 Hz
Potenza d'uscita: 10 W

L.44900

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI G.B.C. *italiana* **E I MIGLIORI RIVENDITORI**

Modello 80 F

Otto cifre. Esegue operazioni aritmetiche, algebriche, medie, calcoli di vendita, di costo e profitto, finanziari, conteggi di tendenza e radici quadre.
Dimensioni:
135 × 75 × 30
ZZ/9948-20

L.55'000

Modello 80 S

Otto cifre. Esegue operazioni aritmetiche e algebriche, radici quadrate e percentuali.
Operazioni con costante.
Virgola fluttuante.
Dimensioni:
135 × 75 × 30

ZZ/9962-00 **L.18'900**

Modello 8 SR

Otto cifre. Esegue calcoli aritmetici, algebrici, trigonometrici, logaritmici, ed esponenziali.
Operazioni con costante. Memoria.
Dimensioni:
135 × 75 × 30.

ZZ/9948-06 **L.43'000**

Modello 20 SR

Otto cifre. Esegue calcoli aritmetici e algebrici, radici e elevazioni al quadrato, percentuali e reciproci. Memoria.
Dimensioni:
135 × 75 × 30
ZZ/9965-00

L.27'500

Modello 300 SR

Dieci cifre + due di esponente. Esegue calcoli aritmetici, algebrici, trigonometrici, iperbolici, logaritmici ed esponenziali.
Operazioni con costante. Memoria.
Dimensioni:
150 × 75 × 35
ZZ/9948-12

L.59'500

Modello 12 PD leggente/scrivente

Dodici cifre. Esegue operazioni aritmetiche e algebriche, calcola le percentuali, le somme e differenze di prodotti e quozienti, il subtotale.
Operazioni con costante. Memoria.
Alimentazione:
110 ÷ 240 Vc.a.
Dimensioni:
245 × 320 × 100

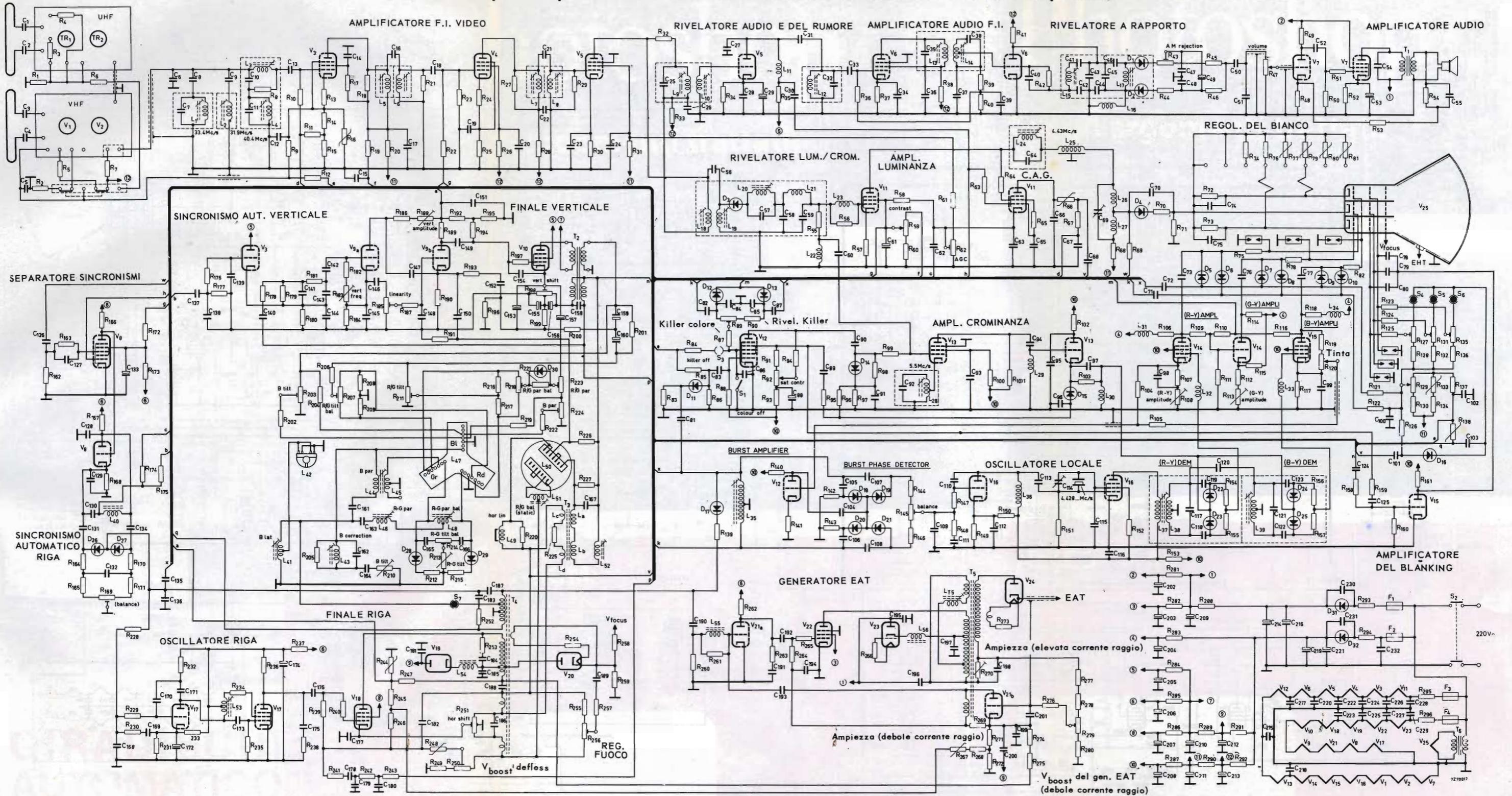
L.172'000

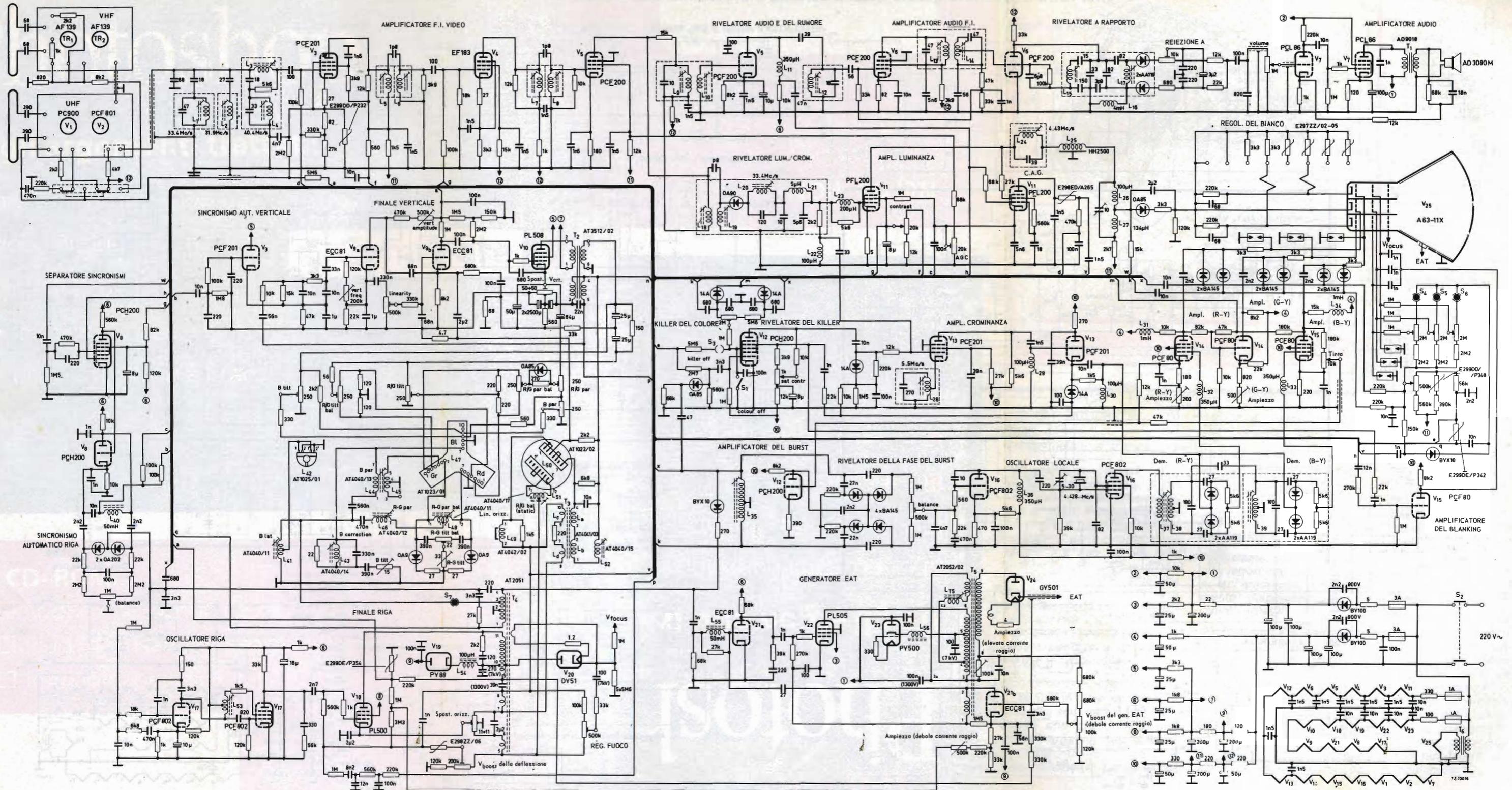
Santron

Le calcolatrici che valgono più di quanto costano.

in vendita presso le sedi GBC

Schema elettrico completo del televisore sperimentale a colori

(nel retro è riportato questo stesso schema elettrico ma con indicati i valori dei componenti)

Schema elettrico completo del televisore sperimentale a colori con indicati i valori dei componenti

MINI
musette
GIRADISCHI
AUTOMATICO

HELLESENS

HELLESENS
H-10
9 VOLT
Specially for
TRANSISTOR RADIO

for
transistor
radio

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO